

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Самарский государственный технический университет»

На правах рукописи

Лисин Сергей Леонидович

**СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ
БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА
С СИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

**Диссертация на соискание
ученой степени кандидата технических наук**

Научный руководитель:
доктор технических наук,
доцент Стариков А. В.

Самара 2016

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	5
1 Обзор математических моделей синхронных двигателей и принципов построения следящих электроприводов на их основе.....	13
1.1 Известные математические модели синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе.....	13
1.2 Существующие принципы построения следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями.....	19
1.3 Обзор математических моделей цифровых следящих электроприводов с синхронным исполнительным двигателем.....	30
1.4 Цели и задачи проводимого исследования.....	32
1.5 Выводы по первой главе.....	33
2 Структурно-параметрический синтез следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	34
2.1 Критерии синтеза следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	34
2.2 Структурная схема и передаточные функции разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	35
2.3 Выбор параметров пропорционально-дифференциального регулятора внутреннего контура.....	44
2.4 Выбор коэффициента передачи пропорционального регулятора второго контура.....	47
2.5 Выбор параметров настройки интегрального регулятора и уточнение величины постоянной времени пропорционально-дифференциального регулятора.....	50
2.6 Алгоритм и методика выбора параметров регуляторов	

следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	55
2.7 Пример расчета регуляторов и компьютерное моделирование следящего электропривода поворотного стола.....	58
2.8 Анализ динамических ошибок слежения в разрабатываемом электроприводе.....	72
2.9 Компенсация динамических ошибок слежения в разрабатываемом электроприводе.....	74
2.10 Выводы по второй главе.....	85
3 Достижимые показатели качества цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	86
3.1 Структурная схема цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	86
3.2 Дискретные передаточные функции цифрового управляющего устройства и непрерывного объекта управления в следящем электроприводе с синхронным исполнительным двигателем.....	89
3.3 Дискретные передаточные функции замкнутых контуров цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	91
3.4 Компьютерное моделирование цифрового электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	95
3.5 Исследование влияния квантования по уровню на свойства цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	106
3.6 Исследование влияния токоограничения на быстродействие цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	116
3.7 Увеличение быстродействия цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем за счет адаптации выходного сигнала интегрального регулятора.....	118

3.8 Выводы по третьей главе.....	130
4 Экспериментальные исследования разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	131
4.1 Экспериментальная установка для исследования характеристик разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	131
4.2 Техническая реализация разработанного следящего электропривода.....	132
4.3 Результаты экспериментальных исследований и их анализ.....	139
4.4 Способы упрощения технической реализации следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.....	155
4.5 Выводы по четвертой главе.....	165
Заключение.....	166
Библиографический список.....	168
Приложения.....	177
Приложение 1. Акт об использовании результатов диссертационной работы Лисина С.Л. в ЗАО «Стан – Самара»	178
Приложение 2. Акт о внедрении результатов диссертационной работы Лисина С.Л. «Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем» в СамГТУ	179

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы

До недавнего времени в регулируемых и следящих электроприводах широкое применение находили электродвигатели постоянного тока [1]. Это было обусловлено простотой их управления с помощью тиристорных и транзисторных силовых преобразователей. Однако наличие щеточно-коллекторного узла приводит к уменьшению срока службы двигателя постоянного тока и коммутационным ограничениям [2]. Этого недостатка не имеют электрические машины переменного тока: синхронные и асинхронные. Поэтому в настоящее время предпочтение отдается электродвигателям переменного тока, имеющим лучшие массогабаритные показатели, более длительный срок службы, более надёжным и простым в обслуживании и ремонте.

В синхронных электродвигателях с постоянными магнитами на роторе для создания поля возбуждения используются магнитные материалы. При взаимодействии постоянного магнитного поля ротора с вращающимся полем статора создается электромагнитный момент. Благодаря использованию редкоземельных магнитов синхронные двигатели обладают повышенной удельной мощностью (отношение выходной мощности двигателя к его массе) по сравнению с эквивалентными асинхронными моторами. Потери в синхронном двигателе обычно составляют 50 – 70% от потерь типового асинхронного двигателя той же мощности, что обуславливает более высокий КПД синхронных машин. В связи с этим синхронные электродвигатели с постоянными магнитами на роторе соответствуют самым строгим стандартам энергоэффективности. Но не это обстоятельство определяет широкое применение синхронных электродвигателей в машиностроении.

Использование синхронной машины с постоянными магнитами на роторе в прецизионном станкостроении, роботостроении и, в частности, в следящих электроприводах объясняется ее особенностями [3]:

- высокой эксплуатационной надёжностью;

- лучшими энергетическими и массогабаритными показателями по сравнению с двигателями постоянного тока и асинхронными короткозамкнутыми двигателями;
- малой инерционностью;
- малыми пульсациями момента во всем диапазоне скоростей;
- характеристиками синхронных следящих электроприводов, сравнимыми с аналогичными параметрами приводов с исполнительными двигателями постоянного тока.

Повышение быстродействия следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями дает возможность выйти на новый технологический уровень прецизионного станкостроения и роботостроения. Поэтому разработка новых методик синтеза, обеспечивающих повышение быстродействия следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями, является актуальной задачей.

Следует отметить, что все современные электроприводы реализуются на микропроцессорном вычислительном ядре, поэтому актуальна также разработка дискретных математических моделей следящих электроприводов, учитывающих основные особенности цифровой техники.

Степень разработанности проблемы

Электроприводам с синхронными исполнительными двигателями посвящены работы многих российских учёных: А.К. Аракеяна, А.Ю. Афанасьева, А.П. Балковского, А.Г. Башарина, Ю.А. Борцова, Д.А. Бута, В.И. Ключева, С.А. Ковчина, Н.И. Лебедева, Б.В.Новосёлова, О.И. Осипова, Ю.А. Сабина, А.А.Сиротина, Г.Г. Соколовского, В.М. Терехова, Е.А. Чернова, М.Г. Чиликина и др. [1 – 29].

Однако обращает на себя внимание тот факт, что быстродействие следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями в настоящее время очень низкое и определяется временем переходного процесса порядка 1 с [13]. Невысокие динамические характеристики большинства современных следящих электроприводов, в том числе и с синхронными исполнительными двигате-

лями, объясняются применением при структурном и параметрическом синтезе общеизвестной методики систем подчиненного регулирования [30]. Дополнительные методы, использующие статическую коррекцию характеристик [13, 18] или адаптивные регуляторы [26], не дают существенных результатов в повышении быстродействия.

Известны также методы синтеза следящих электроприводов, построенных по принципам многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [31 – 38], которые применительно к исполнительному двигателю постоянного тока позволили достичь времени переходного процесса при отработке управляющего воздействия 0,4 с [34, 35]. Но и этот результат не отвечает современным, постоянно возрастающим требованиям.

Анализ перечисленных выше проблем позволил сформулировать цель и основные задачи исследования.

Целью работы является повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Провести структурный и параметрический синтез следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, обеспечивающий высокое быстродействие при отработке управляющих воздействий.

2. Разработать методику синтеза регуляторов предлагаемого электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

3. Разработать математическую модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени.

4. Исследовать влияние квантования по времени и уровню на показатели качества регулирования цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

5. Осуществить техническую реализацию разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем и провести вычислитель-

ные и натурные эксперименты по определению его быстродействия и динамической точности.

Объектом исследования является электротехническая система следящего электропривода.

Предметом исследования выбран следящий электропривод с синхронной исполнительской машиной, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока.

Методы решения

В работе использовались методы теории автоматизированного электропривода, электрических машин, современных систем управления, а также методы математического моделирования на персональном компьютере в программной среде «Matlab Simulink».

Научная новизна

1. Разработана методика параметрического синтеза регуляторов, обеспечивающая повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительским двигателем и отличающаяся учетом предложенных структур электропривода и новыми аналитическими зависимостями настроек регуляторов от параметров объекта управления.

2. Разработана математическая модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительским двигателем в виде дискретных передаточных функций, отличающаяся учетом особенностей построения электропривода и алгоритмов работы цифровых регуляторов.

3. Определено оптимальное соотношение между величиной периода дискретизации и значениями параметров настройки цифровых регуляторов, обеспечивающее максимальное быстродействие следящего электропривода в рамках конкретной технической реализации.

Практическая значимость результатов работы заключается:

– в создании инженерной методики синтеза следящего электропривода с синхронным исполнительским двигателем;

- в разработке цифрового модулятора для управления синхронным электродвигателем, обеспечивающего упрощение технической реализации силового преобразователя и снижение коммутационных потерь.

Достоверность полученных результатов обеспечивается применением строгих математических методов исследований, компьютерным моделированием и сравнением с результатами натурных экспериментов.

Реализация результатов работы

Основные результаты работы были использованы в ЗАО «Стан-Самара» (г. Самара) при проведении проектно-конструкторских и наладочных работ, а также нашли применение в учебном процессе ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет» (г. Самара), что подтверждается актами внедрения.

Апробация работы

Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на Международной научно-технической конференции «Интерстроймех-2014» (Самара, 2014) и VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014 (Саранск, 2014).

Публикации

По теме диссертации опубликованы 7 печатных работ общим объемом 3,29 п.л., в том числе 3 статьи в ведущих рецензируемых научных журналах и изданиях из перечня ВАК РФ и 2 патента на изобретение.

На защиту выносятся:

1. Методика параметрического синтеза быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.
2. Дискретная математическая модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.
3. Результаты вычислительных и натурных экспериментов по определению быстродействия и динамических ошибок слежения электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографии-

ческого списка и приложения. Основная часть работы изложена на 167 страницах машинописного текста, иллюстрирована 90 рисунками и 3 таблицами. Библиографический список содержит 78 наименований на 9 страницах.

Содержание работы

Во введении дано обоснование актуальности задачи синтеза быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Сформулированы цель и задачи исследования, описана научная новизна и практическая значимость диссертации.

В первой главе рассмотрены известные математические модели синхронной машины, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока. Представлен также обзор принципов структурного построения следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями и методик синтеза регуляторов. Показано, что существующие следящие электроприводы обладают малым быстродействием. Рассмотрены также известные математические модели цифровых следящих электроприводов с синхронным исполнительным двигателем.

Во второй главе сформулированы критерии синтеза следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Предложена структурная схема следящего электропривода, содержащая три контура: внутренний контур скорости и два контура положения. Во внутреннем контуре применен пропорционально-дифференциальный регулятор, в первом контуре положения – пропорциональный регулятор, а во внешнем контуре – интегральный регулятор. Произведен параметрический синтез регуляторов непрерывного прототипа следящего электропривода, удовлетворяющий сформулированным критериям. Получены аналитические зависимости для определения параметров настройки регуляторов, обеспечивающих высокое быстродействие электропривода при монотонном характере переходных процессов. Разработан алгоритм и методика выбора параметров регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Произведено компьютерное моделирование непрерывного прототипа следящего

электропривода поворотного стола модели СК36-1202, которое показало высокое быстродействие разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Проведен анализ динамических ошибок слежения и синтезировано корректирующее устройство по управляющему воздействию, позволяющее полностью скомпенсировать скоростную ошибку слежения и ошибку по ускорению.

В третьей главе разработана структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени. Найдены дискретные передаточные функции непрерывной части системы с учетом экстраполятора нулевого порядка, цифровых регуляторов и следящего электропривода в целом. Проанализированы показатели качества регулирования цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени цифровой системы. Проведено исследование влияния квантования по уровню на свойства цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Определены зависимости параметров настройки цифровых регуляторов и времени переходного процесса от величины периода дискретизации. Предложено повысить быстродействие разрабатываемого следящего электропривода за счет адаптации выходного сигнала интегрального регулятора без изменения его постоянной времени.

В четвертой главе рассмотрены вопросы технической реализации разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Разработана экспериментальная установка на базе поворотного стола модели СК36-1202, в котором в качестве исполнительного использован синхронный электродвигатель 1FK7060-5AF71. Регуляторы и силовой преобразователь реализованы на электроприводе Simovert Masterdrives Motion Control с помощью программируемого логического контроллера, входящего в состав этого электропривода, и ВІСО-технологии программирования. Разработана функциональная схема и составлен список параметров и их значений, необходимых для реализации разработанного следящего электропривода на устройстве Simovert Masterdrives Motion Control. Приведены результаты натурных экспериментов, которые показали, что

время переходного процесса при отработке управляющих воздействий в разработанном следящем электроприводе с синхронным исполнительным двигателем не превышает 0,07 с.

1 ОБЗОР МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ИХ ОСНОВЕ

1.1 Математические модели синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе

На практике применяют в основном два способа регулирования скорости синхронного электродвигателя: путём изменения частоты питающего напряжения (тока), подаваемого на статорные обмотки; путём изменения амплитуды напряжения при коммутации статорных обмоток по датчику положения ротора (режим вентильного электродвигателя или бесколлекторного электродвигателя постоянного тока). В существующей литературе [1 – 28] термины «вентильный двигатель» и «бесколлекторный двигатель постоянного тока» имеют различные значения. Очень часто вентильный двигатель и бесколлекторный двигатель постоянного тока отождествляют между собой [1, 15]. В данной работе мы будем говорить об управлении синхронной машины в режиме вентильного двигателя (ВД), если при этом используется датчик положения ротора с малой разрешающей способностью (6 дискрет на оборот при числе пар полюсов машины $Z_n = 1$). Под режимом бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ) будем понимать управление синхронной машиной, оснащенной датчиком положения ротора с высокой разрешающей способностью (1024 дискрет на оборот и более).

Существуют различные подходы к математическому описанию синхронных электродвигателей с постоянными магнитами на роторе.

Самый простой подход основывается на том, что в режиме ВД и БДПТ синхронная машина по своим характеристикам и принципам управления очень похожа на традиционный двигатель постоянного тока, и ее математическая модель по аналогии представляется передаточной функцией [3, 15]:

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{k_{\text{дв}}}{T_s T_m p^2 + T_m p + 1}, \quad (1.1)$$

где $\omega(p)$ – изображение скорости ротора двигателя;

$U(p)$ с – изображение напряжения, подаваемого на статорные обмотки;

T_s – электромагнитная постоянная времени цепи статора;

T_m – электромагнитная постоянная времени двигателя;

p – комплексная переменная.

В соответствии с другим подходом для описания динамических режимов работы синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе при любом способе управления его скоростью обращаются к модели обобщенной двухфазной машины переменного тока (рисунок 1.1) [2, 39].

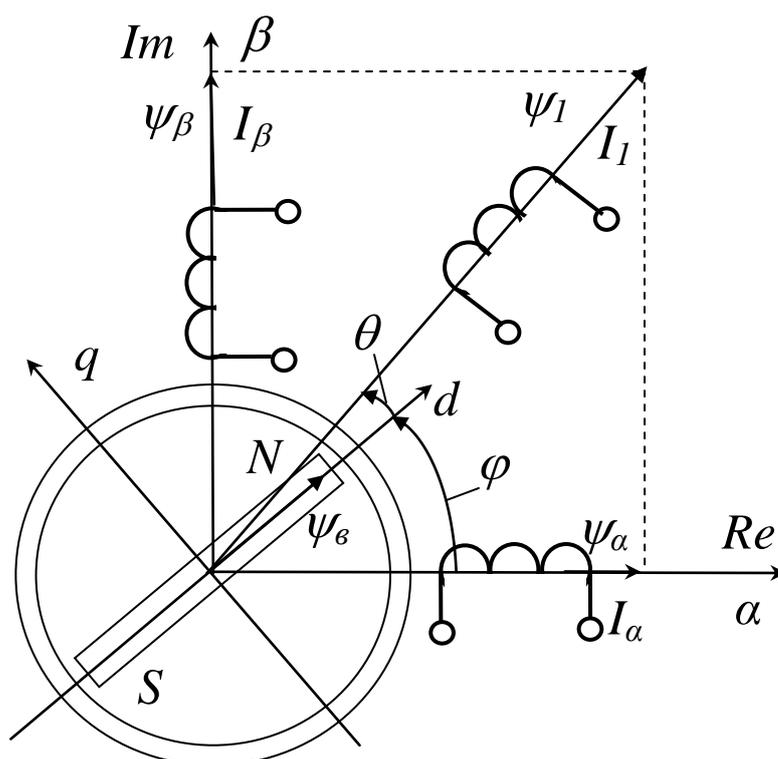


Рисунок 1.1 – Модель двухфазного синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе

В электроприводах с большим диапазоном регулирования скорости применяют способ управления синхронным электродвигателем по сигналам датчика положения ротора, привязанного к магнитной системе машины [1, 3, 15, 24]. Как

правило, в этом случае управление скоростью синхронного электродвигателя производят путем изменения амплитуды (действующего значения) напряжения на обмотках статора. В этом режиме в синхронном двигателе поддерживают пространственный угол θ между векторами потокосцепления ротора и статора, близким к 90° , а скорость магнитного поля ω_0 практически совпадает со скоростью ω вращения ротора.

Векторное уравнение для обмотки статора синхронной машины, работающей в этом режиме (режиме БДПТ), в системе координат $0dq$, вращающейся вместе с ротором, можно представить следующим образом:

$$\bar{U}_1 = R_1 \bar{I}_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt} + j\omega \bar{\psi}_1, \quad (1.2)$$

где R_1 – активное сопротивление обмотки статора;

\bar{U}_1 , \bar{I}_1 и $\bar{\psi}_1$ – векторы напряжения, тока и потокосцепления статора соответственно;

ω – скорость вращения ротора синхронного двигателя;

j – мнимая единица.

Уравнение (1.2) переписывают в проекциях на оси d и q :

$$\left. \begin{aligned} U_{1d} &= R_1 I_{1d} + \frac{d\psi_{1d}}{dt} - \omega \psi_{1q}; \\ U_{1q} &= R_1 I_{1q} + \frac{d\psi_{1q}}{dt} + \omega \psi_{1d}. \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

При этом учитывают, что в рассматриваемом случае

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1d} &= L_1 I_{1d} + \psi_\varepsilon; \\ \psi_{1q} &= L_1 I_{1q}. \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

где L_1 – собственная индуктивность эквивалентной обмотки статора;

ψ_ε – потокосцепление возбуждения от постоянных магнитов ротора.

Переходя в уравнениях (1.3) и (1.4) к однородным переменным и учитывая основное уравнение электропривода, можно получить систему нелинейных урав-

нений, дающую полное описание синхронной машины с постоянными магнитами на роторе при работе в режиме БДПТ:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1d}}{dt} &= U_{1d} - \frac{R_1}{L_1}\psi_{1d} + \frac{R_1}{L_1}\psi_\varepsilon + \omega\psi_{1q}; \\ \frac{d\psi_{1q}}{dt} &= U_{1q} - \frac{R_1}{L_1}\psi_{1q} - \omega\psi_{1d}; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= \frac{m_1 Z_n \psi_\varepsilon}{2L_1} \psi_{1q} - M_c. \end{aligned} \right\}, \quad (1.5)$$

где m_1 – число фаз обмотки статора;

Z_n – число пар полюсов;

J – приведенный к валу электродвигателя момент инерции;

M_c – момент сил сопротивления.

При переходе в (1.5) к операторной форме записи получают систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} (T_{11}p + 1)\psi_{1d} &= T_{11}U_{1d} + \psi_\varepsilon + T_{11}\omega\psi_{1q}; \\ (T_{11}p + 1)\psi_{1q} &= T_{11}U_{1q} - T_{11}\omega\psi_{1d}; \\ Jp\omega &= \frac{m_1 Z_n \psi_\varepsilon}{2L_1} \psi_{1q} - M_c, \end{aligned} \right\}, \quad (1.6)$$

позволяющую построить структурную схему синхронной машины с постоянными магнитами на роторе, работающей в режиме БДПТ (рисунок 1.2). Здесь $T_{11} = \frac{L_1}{R_1}$ – электромагнитная постоянная времени цепи статора; p – оператор дифференцирования.

Линеаризация системы уравнений (1.6) в районе некоторой рабочей точки с координатами ψ_{1d0} и ψ_{1q0}

$$\left. \begin{aligned} (T_{11}p + 1)\psi_{1d} &= T_{11}U_{1d} + \psi_{\varepsilon} + T_{11}\omega\psi_{1q0}; \\ (T_{11}p + 1)\psi_{1q} &= T_{11}U_{1q} - T_{11}\omega\psi_{1d0}; \\ Jp\omega &= \frac{m_1 Z_n \psi_{\varepsilon}}{2L_1} \psi_{1q} - M_c, \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

дает возможность получить линеаризованную структурную схему синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе (рисунок 1.3).

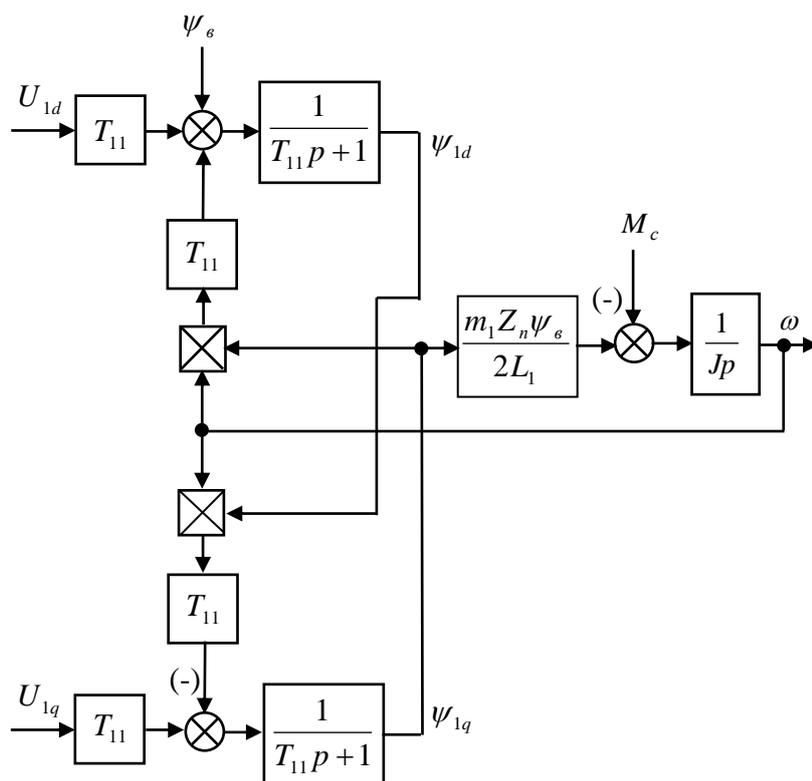


Рисунок 1.2 – Структурная схема синхронной машины с постоянными магнитами на роторе, работающей в режиме БДПТ, как объекта управления

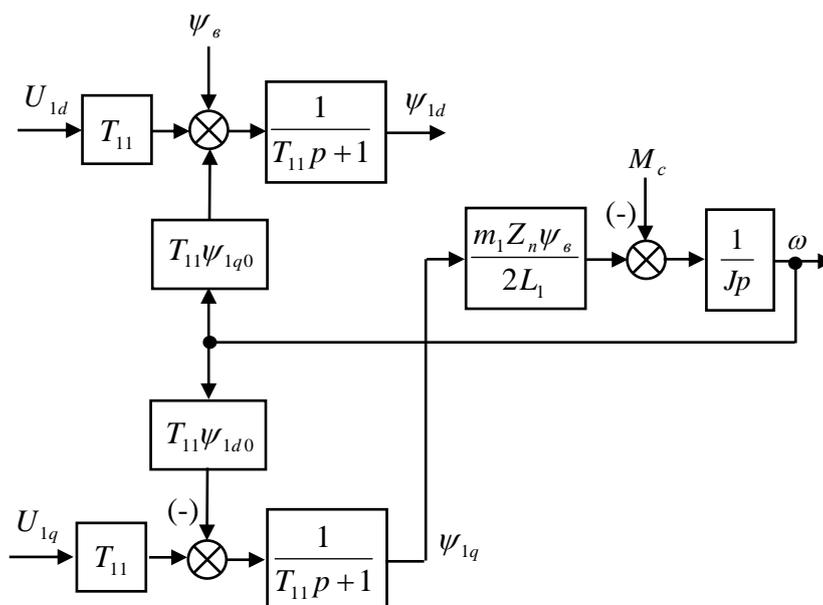


Рис. 1.3. Линеаризованная структурная схема синхронной машины с постоянными магнитами на роторе, работающей в режиме БДПТ

С помощью полученной линеаризованной структурной схемы определяются передаточные функции синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе по отношению к управляющему воздействию U_{1q}

$$W_{\text{дв}2}(p) = \frac{\omega(p)}{U_{1q}(p)} = \frac{1}{\psi_{1d0}(T_{\text{эл}}T_{\text{м1}}p^2 + T_{\text{м1}}p + 1)} \quad (1.8)$$

и к возмущению M_c :

$$W_{\text{дв}2}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{\frac{2L_1}{m_1 Z_n \psi_{1d0} \psi_e T_{11}} (T_{11}p + 1)}{\frac{2JL_1}{m_1 Z_n \psi_{1d0} \psi_e} p^2 + \frac{2JL_1}{m_1 Z_n \psi_{1d0} \psi_e T_{11}} p + 1}. \quad (1.9)$$

В формулах (1.8) и (1.9) введены новые обозначения: $T_{\text{эл}} = T_{11}$, $T_{\text{м1}} = \frac{2JL_1}{m_1 Z_n \psi_{1d0} \psi_e T_{11}}$.

Следует отметить, что передаточная функция (1.8) с большой точностью повторяет выражение (1.1).

Несколько другой подход к описанию синхронной машины, работающей в режиме ВД, заключается в учете угла коммутации θ [12]. В этом случае уравнения движения синхронного двигателя выглядят следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \gamma U \sin \theta &= R_1 I_{1d} + L_1 \frac{dI_{1d}}{dt} - \omega L_1 I_{1q}; \\ \gamma U \cos \theta &= R_1 I_{1q} + L_1 \frac{dI_{1q}}{dt} + \omega L_1 I_{1d} + E, \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

где γ – скважность импульсов широтно-импульсной модуляции;

U – опорное напряжения модуляции;

E – ЭДС вращения, наводимая в статорной обмотке.

Система уравнений (1.10) позволяет получить передаточные функции и механические характеристики синхронной машины, работающей в режиме ВД.

Существует также подход к математическому описанию синхронного двигателя с постоянными магнитами в виде нелинейных уравнений и структурных схем, аналогичных системе (1.6) и схеме, изображенной на рисунке 1.2, с некоторыми модификациями по выбору систем координат и управляющих воздействий [1, 24].

1.2 Существующие принципы структурного построения следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями

Передаточные функции (1.1) и (1.8) синхронной машины с постоянными магнитами на роторе, работающей в режиме ВД или БДПТ, имеют тот же вид, что и у традиционного двигателя постоянного тока. Это позволяет при создании следящих электроприводов с синхронными исполнительными машинами применить принципы построения систем управления, разработанные для двигателей постоянного тока.

Большинство современных следящих электроприводов строятся по принципам систем подчиненного регулирования (СПР) координат [1, 2, 13 – 16, 23, 24, 30]. При этом, как правило, при создании следящего электропривода за основу берут серийно выпускаемый привод стабилизации скорости и организуют дополнительно контур регулирования положения. Структурная схема следящего элек-

тропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем, работающим в режиме ВД или СДПТ, выглядит следующим образом (рисунок 1.4) [40]. Она содержит контуры тока, скорости и положения. Для организации трех контуров в систему введены датчики обратных связей с соответствующими коэффициентами передачи: по току – $k_{ост}$, по угловому положению $\varphi_{ос}$ вала двигателя – $k_{он1}$, по угловому положению $\varphi_{ни}$ планшайбы – $k_{он2}$. Причем на рис. 1.4 учтены особенности конкретной технической реализации, когда датчик положения вала двигателя используется для измерения скорости вращения посредством дифференцирования его выходного сигнала звеном с передаточной функцией $W_{оз}(p)$. Выходные сигналы датчиков подаются на инвертирующие входы соответствующих регуляторов: тока $W_{РТ}(p)$, скорости $W_{РС}(p)$ и положения $W_{РП}(p)$. В структурной схеме также учтено, что в электроприводе имеется ряд фильтров – по сигналу задания контуру скорости $W_{\phi}(p)$ и сигналу обратной связи $W_{\phiс}(p)$. Силовой преобразователь представлен передаточной функцией $W_{сн}(p)$. Остальные звенья системы управления рассматриваемой системы управления представляют собой математическую модель синхронного электродвигателя с исполнительным механизмом.

Тип и параметры регуляторов $W_{РТ}(p)$, $W_{РС}(p)$ и $W_{РП}(p)$ выбираются в соответствии с известной методикой, разработанной для систем подчиненного регулирования [1, 2, 15, 30]. В частности, при настройке на технический оптимум [30] регуляторы тока и скорости должны быть пропорционально-интегральными, а регулятор положения – пропорциональным.

Один из недостатков СПР заключается в том, что при синтезе регуляторов пренебрегают обратной связью по ЭДС двигателя (в частности, на рисунке 1.4 она не представлена). Но самое главное – быстродействие такой системы определяется постоянной времени силового преобразователя и уменьшается как минимум в 2 раза с введением каждого последующего контура.

Структурная схема (рисунок 1.4) приведена как современный базовый пример. Но на ее основе можно рассмотреть более общий подход к построению сле-

дящего электропривода, использующего идеологию СПР (рисунок 1.5). В электроприводах, в которых используется аналоговый привод стабилизации скорости, для связи цифровой части системы с аналоговой применяется цифро-аналоговый преобразователь с коэффициентом передачи $k_{ЦАП}$.

В этом случае измерение скорости вращения вала двигателя производится аналоговым датчиком скорости, как правило, тахогенератором. Объект управления (синхронный электродвигатель совместно с исполнительным механизмом) разбит на три динамических звена с передаточными функциями W_{o1} , W_{o2} и W_{o3} . Выходной координатой следящего электропривода является линейное или угловое перемещение x исполнительного механизма.

В мировой практике встречаются модификации следящих СПР, в которых с целью упрощения применяют пропорциональный регулятор тока [41, 42]. Однако такой подход только снижает быстродействие электропривода.

Встречаются также электроприводы с синхронной машиной, работающей в режиме вентильного двигателя, и приводы постоянного тока, в которых применяется релейный регулятор тока [3, 43, 44]. Отметим, что упрощение технической реализации контура тока приводит к ухудшению динамических характеристик электроприводов.

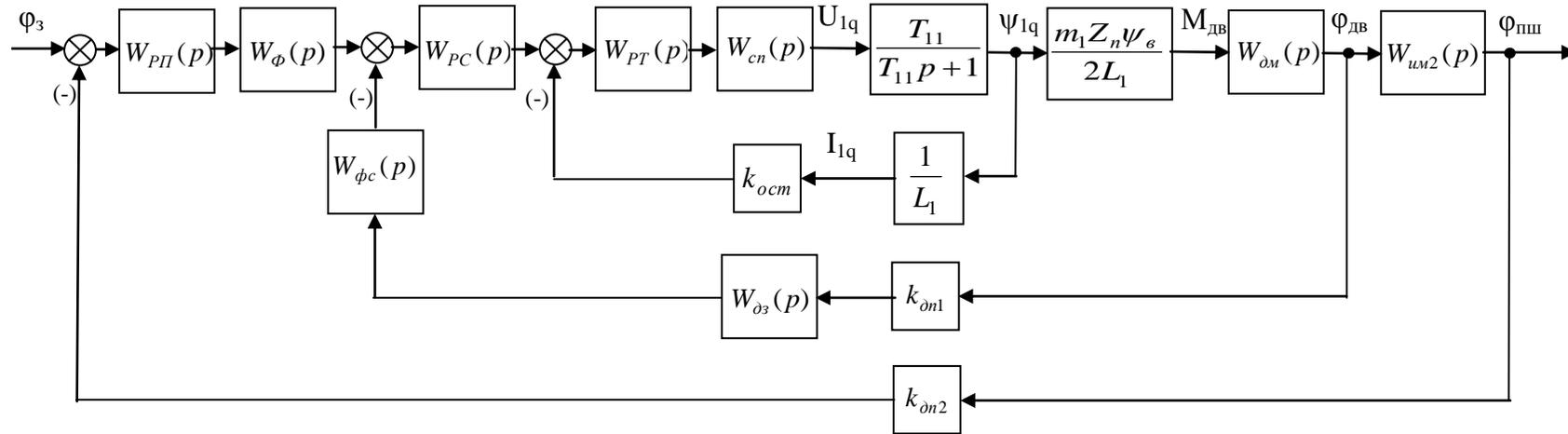


Рисунок 1.4 – Упрощенная структурная схема следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем, построенного по принципу СПР

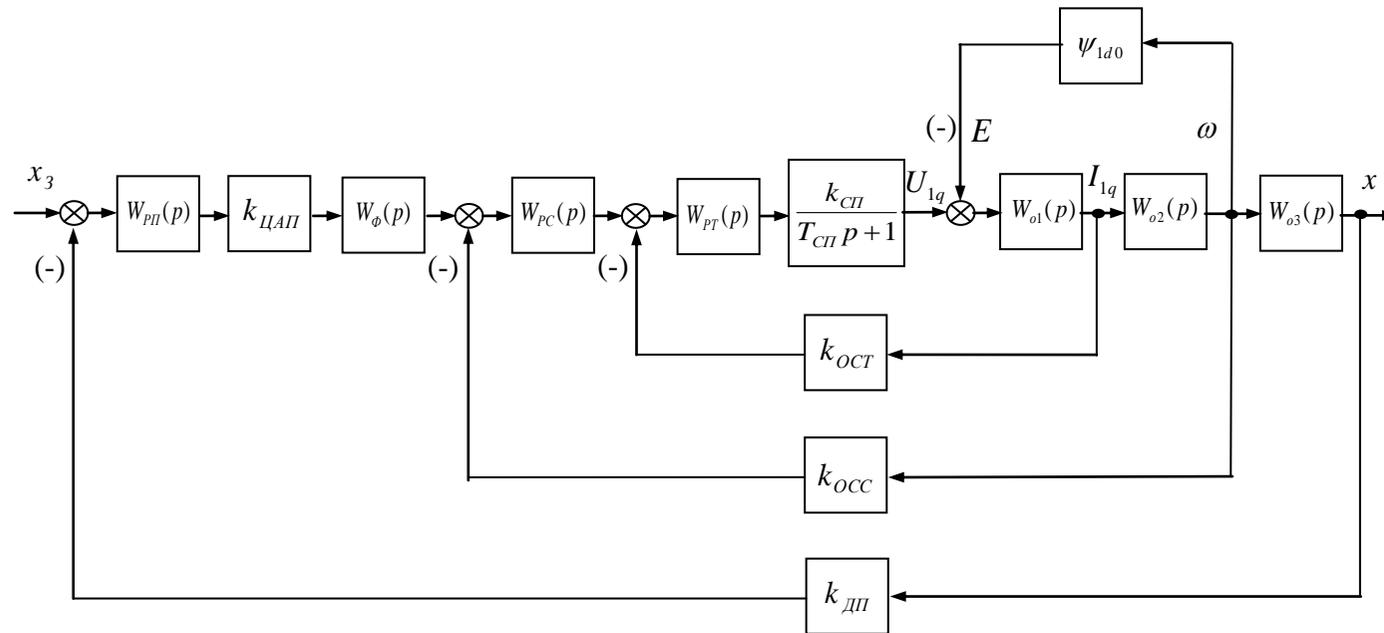


Рисунок 1.5 – Обобщенная структурная схема следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем, построенного по принципу СПР

Следует обратить внимание на тот факт, что принципы структурного построения следящих электроприводов, разработанные для двигателей постоянного тока, а также для синхронных машин, работающих в режиме ВД и БДПТ, из-за своей относительной простоты применяют для управления асинхронными электродвигателями. Например, системы векторного управления машинами переменного тока, в частности асинхронными, тоже строятся по принципам СПР. Применительно к приводам стабилизации скорости упрощенная структурная схема такой системы (рисунок 1.6) содержит контуры регулирования составляющих тока I_{1d} и I_{1q} и контур скорости с соответствующими регуляторами [1, 45, 46].

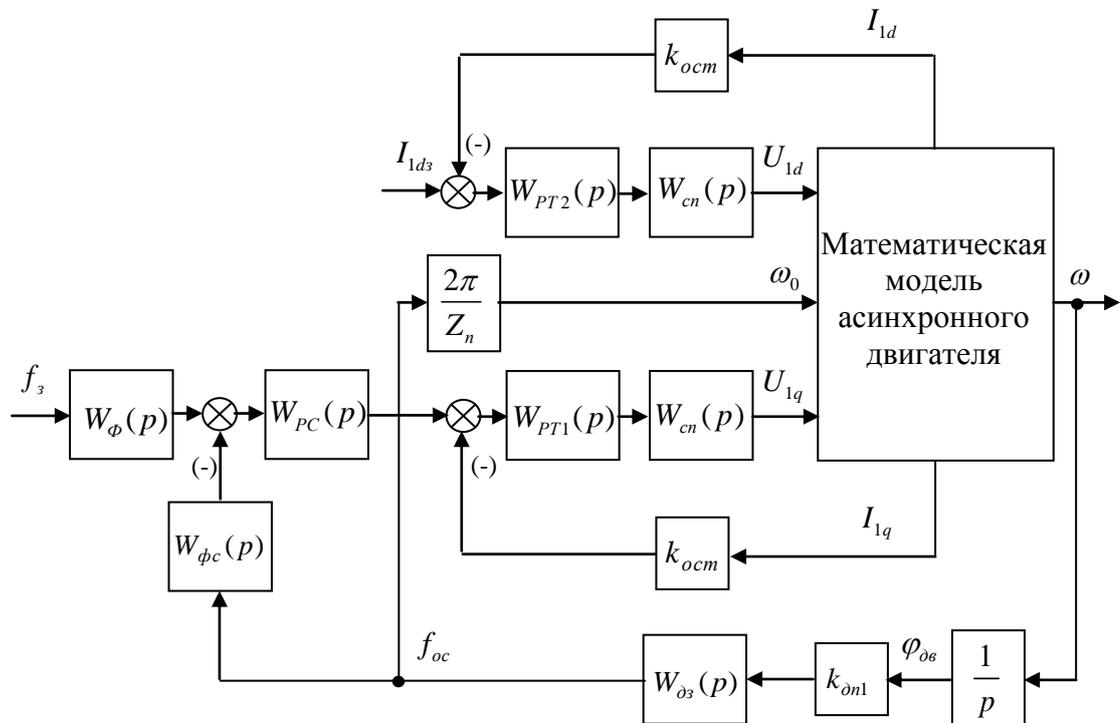


Рисунок 1.6 – Упрощенная структурная схема системы векторного управления скоростью асинхронного двигателя

Для задания требуемой скорости используется воздействие $f_з$, измеряемое в герцах. Сигнал обратной связи по скорости $f_{ос}$ также формируется в герцах с помощью дифференцирования информации с выхода датчика положения ротора, например, энкодера.

Такое представление системы векторного управления несколько условное, поскольку фактическое преобразование проекций U_{1d} и U_{1q} в напряжение на обмотках статора требуемой амплитуды и частоты происходит не в математической модели асинхронного двигателя [47], а в силовом преобразователе. Причем для регулирования скорости асинхронного двигателя используется трехфазный транзисторный мост, управляемый так называемым векторным модулятором [24], входящим в состав силового преобразователя. Для организации векторной модуляции, как правило, рассчитывается угол φ поворота вектора напряжения относительно неподвижной системы координат, связанной с обмоткой статора. В первом приближении для асинхронного двигателя этот угол определяется как интеграл по времени от сигнала f_{oc} с поправкой на поворот вектора напряжения в системе координат $0dq$. При этом регуляторы рассматриваемой системы работают таким образом, чтобы сформировать между векторами потокосцепления статора и ротора угол 90° . Это дает максимальный момент асинхронного двигателя.

Такой же принцип можно использовать и при управлении синхронной машиной, работающей в режиме БДПТ. Применение датчика положения ротора позволяет напрямую получить угол φ для векторного модулятора. Причем привязка датчика положения к системе координат двигателя производится таким образом, чтобы всегда (если пренебречь инерционностью обмоток машины) угол между потокосцеплениями статора и ротора составлял 90° . При этом всегда вектор тока статора направлен по оси q , а его проекция на ось d равна нулю. Поэтому структурная схема, приведенная на рис. 1.6, может быть применена и для управления синхронным электродвигателем с постоянными магнитами на роторе, оснащенным датчиком положения. Для организации следящего электропривода производится дополнение еще одного контура, замкнутого, например, по датчику положения ротора (рисунок 1.7). При этом формулы (1.1) – (1.12) позволяют считать, что структурные схемы, приведенные на рисунках 1.4 и 1.7, эквивалентны между собой, если не учитывать второй датчик положения.

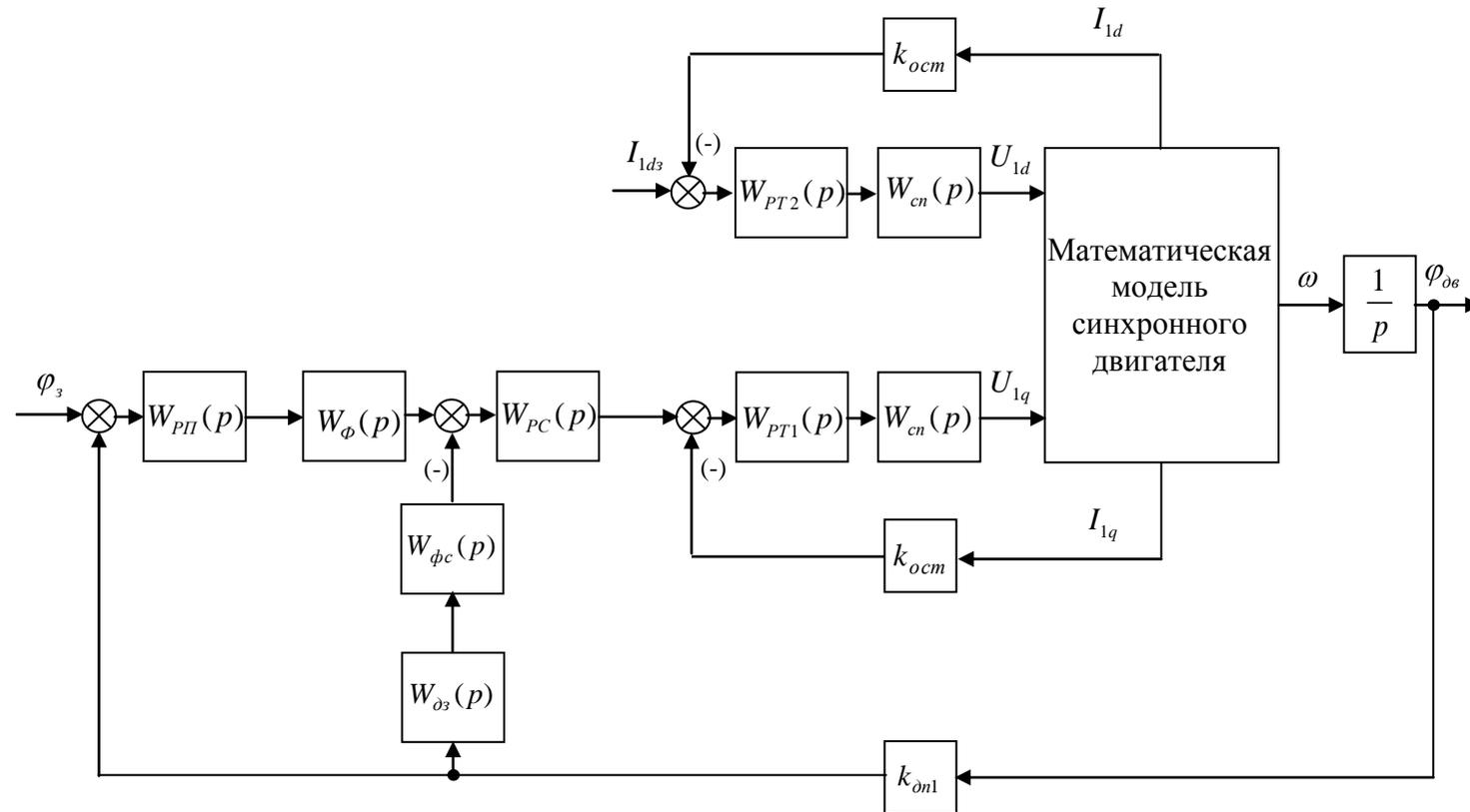


Рисунок 1.7 – Структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, построенного на основе системы векторного управления

Несмотря на высокую частоту коммутации современных транзисторных силовых преобразователей, обладающих постоянной времени $T_{cn} = 50 \div 200$ мкс [21, 41], быстродействие следящих электроприводов с синхронным исполнительным двигателем, построенных по принципам СПР, очень низкое. При традиционных настройках регуляторов электропривода время переходного процесса в контуре положения достигает нескольких секунд. При использовании пропорционального регулятора тока, например, в электроприводе поворотного стола, оснащенного устройством Simovert Masterdrives Motion Control [41], время переходного процесса составляет 2,9 с. Для увеличения быстродействия следящего электропривода с синхронной машиной, работающей в режиме ВД, и построенного по принципам СПР применяют метод статической коррекции характеристик [13, 18], адаптивные регуляторы [26] и программную коррекцию [48]. Время переходного процесса в следящем электроприводе при этом в лучшем случае уменьшается до 1,2 с [13].

Другой подход к технической реализации следящих электроприводов постоянного тока, а также электроприводов с синхронным исполнительным двигателем заключается в использовании принципов построения многоконтурных систем управления с одной измеряемой координатой (МСОИК) [31 – 38]. Двухконтурная следящая МСОИК для управления двигателем постоянного тока и синхронной машиной, работающей в режиме ВД, получила название структурно-минимального электропривода (СМЭП) [31, 33]. Структурная схема такого следящего электропривода приведена на рисунке 1.8.

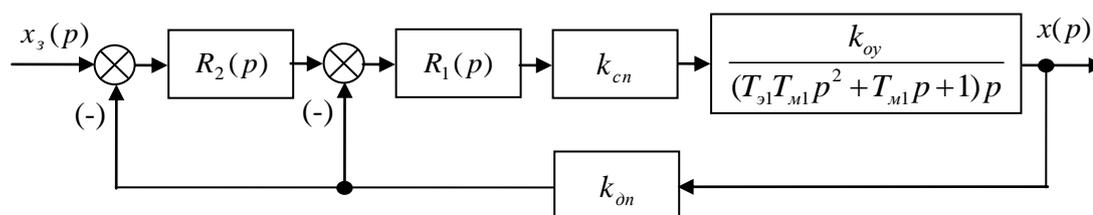


Рисунок 1.8 – Структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, построенного по принципу МСОИК

При синтезе регуляторов $R_1(p)$ и $R_2(p)$ рассматриваемого электропривода полагают, что транзисторный силовой преобразователь можно представить в виде безынерционного звена с коэффициентом передачи k_{cn} . Под объектом управления с коэффициентом передачи k_{oy} в системе принимается совокупность синхронного электродвигателя, работающего в режиме ВД или БДПТ, и исполнительного механизма. Регулятор внутреннего контура выбирается пропорционально-дифференциальным (ПД) с передаточной функцией

$$R_1(p) = k_{nd}(T_{nd}p + 1),$$

где k_{nd} и T_{nd} – коэффициент передачи и постоянная времени ПД-регулятора.

Величина постоянная времени T_{nd} принимается равной T_2 :

$$T_{nd} = T_2,$$

где T_2 – наибольшая постоянная времени, получающаяся из разложения знаменателя передаточной функции объекта управления, либо

$$T_{nd} = 2T_{э1},$$

если двигатель с исполнительным механизмом представляет собой интегроколебательное звено.

Для компенсации всех помех, охваченных обратной связью, регулятор внешнего контура выбирается интегральным с передаточной функцией:

$$R_2(p) = \frac{1}{T_u p},$$

где T_u – постоянная времени интегрирования.

Расчет параметров регуляторов, а именно k_{nd} и T_u , как правило, производят исходя из обеспечения монотонного характера переходного процесса [31, 49].

Быстродействие следящего электропривода, построенного по принципу МСОИК, можно охарактеризовать временем переходного процесса порядка 0,4 с [35]. Недостаток двухконтурной МСОИК или СМЭП заключается в относительно низком быстродействии. Кроме того, пренебрежение быстродействием силового преобразователя при выборе параметров регуляторов является неверным с мето-

дической точки зрения обеспечения высокого быстродействия следящего электропривода.

Следует отметить также подход к построению следящего привода с асинхронным исполнительным двигателем (рисунок 1.9), представляющего собой некую комбинацию СПР и МСОИК [31].

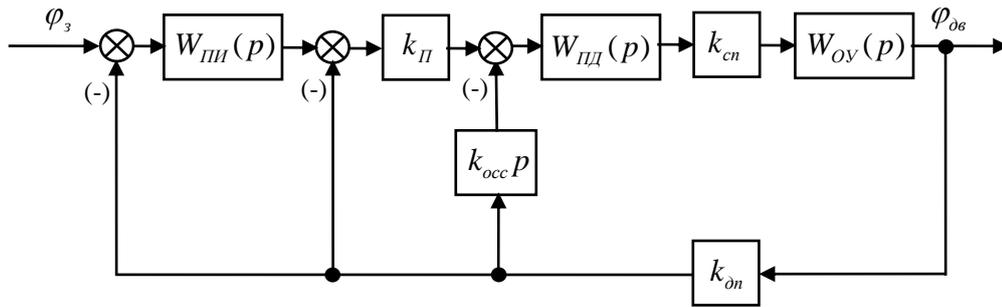


Рисунок 1.9 – Структурная схема следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем, представляющего собой комбинацию СПР и МСОИК

В контуре скорости предлагается использовать ПД-регулятор $W_{ПД}(p)$, в первом (внутреннем) контуре положения – пропорциональный регулятор $k_{П}$, а во внешнем контуре – пропорционально-интегральный регулятор $W_{ПИ}(p)$. Измерение скорости производится дифференцированием сигнала датчика положения, причем коэффициент передачи k_{occ} обратной связи по скорости, по сути, представляет собой постоянную времени дифференцирования. Объект управления с передаточной функцией $W_{ОУ}(p)$ представляет собой в общем случае совокупность асинхронного двигателя и исполнительного механизма, а в простейшем случае – просто двигатель, выходной координатой которого является угол $\varphi_{дв}$ поворота вала.

Подобное структурное построение следящего электропривода можно использовать и для управления синхронной машиной в режиме БДПТ. Однако вызывает сомнение, что методика синтеза регуляторов, предложенная в [31], позволит получить работоспособный быстродействующий электропривод.

1.3 Обзор математических моделей цифровых следящих электроприводов с синхронным исполнительным двигателем

Все современные следящие электроприводы, в том числе и с синхронным исполнительным двигателем, представляют собой цифровые системы управления, вычислительным ядром которых являются микропроцессоры. Такие системы обладают квантованием по времени, что существенно влияет на работу электропривода. Многие авторы пренебрегают процессом квантования, и в большинстве случаев такой подход справедлив, поскольку, как правило, быстродействие электропривода не сравнимо с периодом дискретизации по времени. Но при создании быстродействующего следящего электропривода процесс квантования по времени должен быть учтен.

Одним из способов учета периода квантования (периода дискретизации) является применение математического аппарата z -преобразования [50, 51]. Существуют исследования цифровых электроприводов с исполнительными двигателями постоянного тока, построенных по принципам СПР, посредством использования дискретного преобразования Лапласа и z -преобразования [52, 53]. Применительно к следящим СПР с синхронным исполнительным двигателем необходимо отметить математическую модель электропривода поворотного стола (рисунок 1.10), учитывающую процесс квантования по времени [40]. На структурной схеме все передаточные функции регуляторов и переменных представлены зависимостями комплексной переменной $z = e^{pT}$, где T – период дискретизации. Непрерывный объект управления, под которым понимается совокупность электродвигателя и силового преобразователя, с учетом экстраполятора нулевого порядка представлен двумя дискретными передаточными функциями:

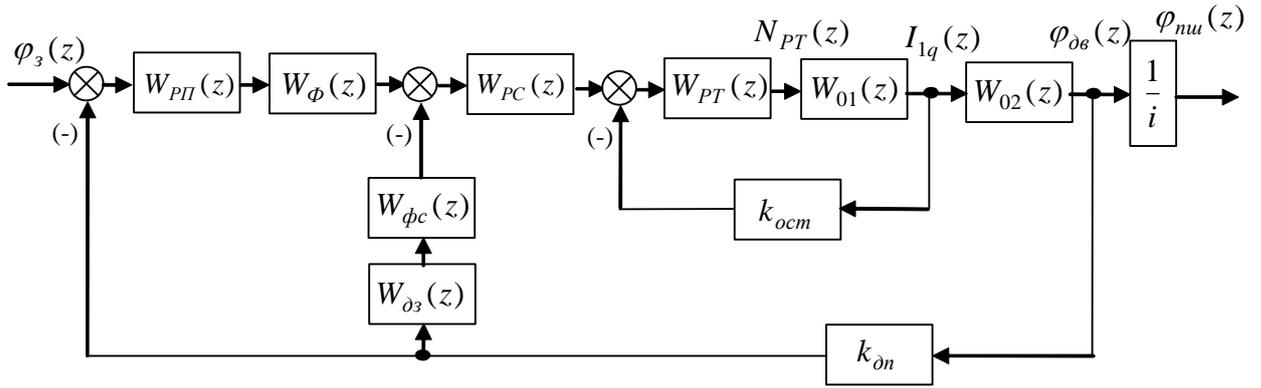


Рисунок 1.10 – Структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, построенного по принципу СПР, с учетом дискретных передаточных функций

$$W_{01}(z) = \frac{I_{1q}(z)}{N_{PT}(z)} = \frac{k_{cn}\psi_{1d0}}{L_1\beta} \frac{(z-1)d \sin \beta T}{z^2 - 2zd \cos \beta T + d^2};$$

$$W_{02}(z) = \frac{\varphi_{os}(z)}{I_{1q}(z)} = \frac{L_1\beta}{\psi_{1d0}^2} \frac{az^2 + bz + c}{(z-1)^2 d \sin \beta T},$$

где $d = e^{-\alpha T}$; $\alpha = \frac{\xi}{T_\kappa}$, $\beta = \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{T_\kappa}$;

$$a = T - 2\xi T_\kappa(1 - d \cos \beta T) - \frac{1 - 2\xi^2}{\beta} d \sin \beta T;$$

$$b = 2 \left[\xi T_\kappa(1 - d^2) + \frac{1 - 2\xi^2}{\beta} d \sin \beta T - Td \cos \beta T \right];$$

$$c = Td^2 + 2\xi T_\kappa(d^2 - d \cos \beta T) - \frac{1 - 2\xi^2}{\beta} d \sin \beta T;$$

T_κ и ξ – коэффициенты, получающиеся при представлении двигателя в виде колебательного звена.

В работе [40] найдена полная дискретная передаточная функция объекта управления, представляющего собой интегроколебательное звено:

$$W_0(z) = \frac{\varphi_{\text{дв}}(z)}{N_{PT}(z)} = \frac{k_{cn}}{\psi_{1do}} \frac{az^2 + bz + c}{(z-1)(z^2 - 2zd \cos \beta T + d^2)}. \quad (1.11)$$

Существует также дискретная математическая модель двухконтурной МСОИК с исполнительным двигателем постоянного тока, математическая модель которого может быть представлена двойным апериодическим звеном [31].

1.4 Цели и задачи проводимого исследования

Анализ работ [1 – 49] в области создания электроприводов стабилизации скорости и следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями позволяет сделать ряд выводов:

1. Подавляющее большинство электроприводов с синхронным исполнительным двигателем построены по принципам систем подчиненного регулирования.
2. Современные электроприводы с синхронными исполнительными двигателями обладают низким быстродействием.
3. Основная причина малого быстродействия заключается в особенностях структурного построения и методики параметрического синтеза регуляторов.

В связи с этим целью настоящего исследования является выполнение комплекса работ по созданию быстродействующего цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Провести структурный и параметрический синтез следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, обеспечивающий высокое быстродействие при обработке управляющих воздействий.
2. Разработать методику синтеза регуляторов предлагаемого электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

3. Разработать математическую модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени.

4. Исследовать влияние квантования по времени и уровню на показатели качества регулирования цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

5. Осуществить техническую реализацию разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем и провести вычислительные и натурные эксперименты по определению его быстродействия и динамической точности.

1.5 Выводы по первой главе

1. Проанализированы основные тенденции в области использования синхронных электродвигателей в следящих электроприводах.

2. Рассмотрены известные математические модели синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе.

3. Произведен анализ существующих принципов построения систем управления следящими электроприводами с синхронными исполнительными двигателями. Показано, что существующие следящие электроприводы обладают низким быстродействием.

4. Рассмотрены известные дискретные математические модели цифровых следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями, учитывающие импульсный характер передачи воздействий.

5. Сформулированы цели и задачи проводимого исследования, направленного на создание быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

2 СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С СИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

2.1 Критерии синтеза следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Анализ современных следящих электроприводов, где в качестве исполнительных используются синхронные электродвигатели, показывает, что, как правило, структурно они построены по принципам систем подчиненного регулирования (СПР). Имеются в виду электроприводы, в которых электрические машины оснащены датчиком положения ротора и работают в режиме бесколлекторных двигателей постоянного тока [1]. Очень часто такие системы управления синхронной машиной по аналогии с электроприводами с асинхронными исполнительными двигателями называют системами векторного управления [1, 2].

Известно, что быстродействие электропривода, построенного по принципу СПР, определяется величиной постоянной времени T_{cn} силового преобразователя [1, 2, 24]. В идеальном случае настройки контура положения на технический оптимум время переходного процесса в следящей СПР составляет $8,4T_{\mu}$, а перерегулирование – 4,3 % [30]. В общепринятых обозначениях под T_{μ} понимается малая постоянная, которая для контура положения равна $T_{\mu} = 8T_{cn}$. Следовательно, в первом приближении можно полагать, что в следящей СПР время переходного процесса $t_{nn} = 67T_{cn}$.

Как правило, в качестве постоянной времени силового преобразователя принимается величина, равная периоду смены информации на его входе [2]. В аналоговых транзисторных электроприводах постоянная времени определяется частотой коммутации силовых транзисторов, которая очень высока.

Однако все современные электроприводы построены на базе цифровой микропроцессорной техники, и частота смены информации на входе силового

преобразователя равна периоду замыкания программного цикла микропроцессорного устройства. Из-за большого количества вычислений, необходимых для реализации систем векторного управления синхронной машиной и связанных с расчетом математической модели двигателя, частота замыкания программного цикла различных электроприводов находится в пределах от 50 до 20000 Гц. Но, несмотря на высокую частоту коммутации транзисторов и замыкания программного цикла, быстродействие следящих электроприводов с синхронными исполнительными двигателями очень низкое.

В связи с этим можно сформулировать следующие требования к синтезу пилотного проекта следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем:

1. Время переходного процесса в непрерывном прототипе следящего электропривода не должно превышать $t_{nn} = 25T_{cn}$, то есть быстродействие разрабатываемого электропривода должно быть как минимум в 2,5 раза выше базового, построенного по принципу СПР.

2. Перерегулирование выходной координаты при отработке скачка управляющего воздействия в непрерывном прототипе следящего электропривода должно быть меньше 1 %.

3. Техническая реализация разрабатываемого электропривода должна быть как можно более простой с целью минимизации времени замыкания программного цикла.

2.2 Структурная схема и передаточные функции разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Синтез цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем проведем методом непрерывного прототипа [50]. Поэтому на первом этапе для достижения сформулированных требований будем использовать математический аппарат непрерывных систем автоматического управления.

При выборе структурного построения и параметрическом синтезе регуляторов следящего электропривода воспользуемся методикой, разработанной для управления в следящем режиме неустойчивыми объектами [54]. В соответствии с этой методикой структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, оснащенный датчиком положения ротора, будет выглядеть следующим образом (рисунок 2.1). Она содержит три контура: внутренний контур скорости и два контура положения [55]. Для организации обратной связи по скорости сигнал безынерционного датчика положения с коэффициентом передачи k_{on} дифференцируется звеном с передаточной функцией:

$$W_{occ}(p) = k_{occ} p,$$

где k_{occ} – коэффициент передачи по скорости (постоянная времени дифференцирования).

Электродвигатель представлен в виде трех последовательно соединенных звеньев, охваченных отрицательной обратной связью по ЭДС двигателя с коэффициентом передачи ψ_{1d0} .

Первое из этих звеньев описывает статические и динамические свойства цепи статора электродвигателя, определяемые его электромагнитной постоянной времени T_{11} :

$$W_{\psi}(p) = \frac{\psi_{1q}(p)}{U_{1q}(p)} = \frac{T_{11}}{T_{11}p + 1}.$$

Второе звено, выходом которого является электромагнитный момент двигателя, представляет собой безынерционное звено с коэффициентом передачи:

$$W_M(p) = \frac{M(p)}{\psi_{1q}(p)} = \frac{m_1 Z_n \psi_{\sigma}}{2L_1}.$$

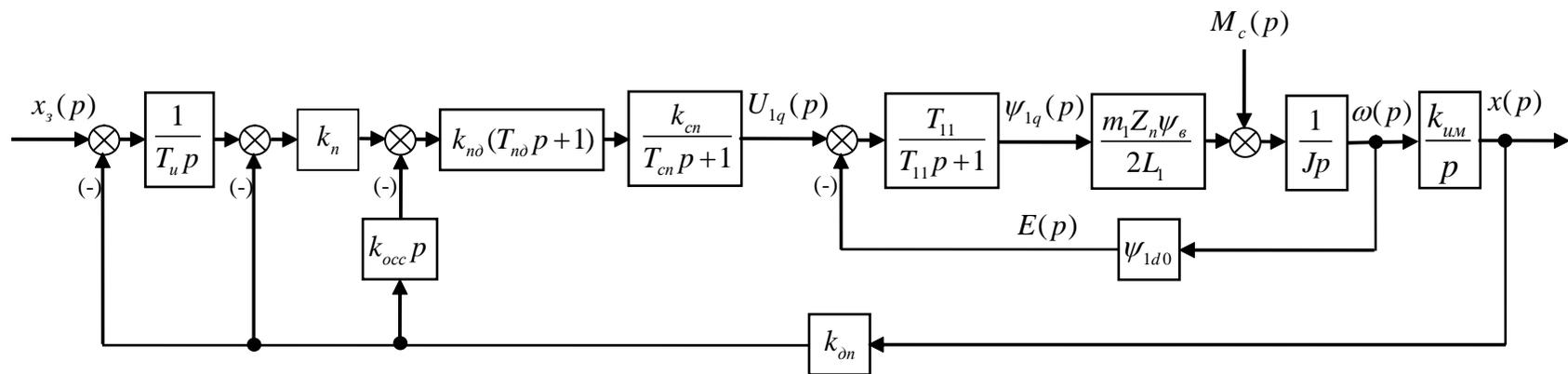


Рисунок 2.1 – Структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Третье звено учитывает механическую инерционность объекта и в соответствии с основным уравнением движения электропривода описывается передаточной функцией:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{M(p)} = \frac{1}{Jp}.$$

Интегральным звеном на структурной схеме представлена передаточная функция исполнительного механизма:

$$W_{им}(p) = \frac{x(p)}{\omega(p)} = \frac{k_{им}}{p},$$

где $k_{им}$ – коэффициент передачи исполнительного механизма;

x – перемещение (угловое или линейное) исполнительного механизма.

Силовой преобразователь с достаточной для инженерных расчетов точностью можно считать апериодическим звеном с передаточной функцией:

$$W_{cn}(p) = \frac{k_{cn}}{T_{cn}p + 1},$$

где k_{cn} и T_{cn} – коэффициент передачи и постоянная времени силового преобразователя соответственно.

Для транзисторных электроприводов, как правило,

$$T_{cn} = \frac{1}{f_{\kappa}},$$

где f_{κ} – частота коммутации силовых транзисторов или частота коммутации нагрузки на электродвигателе.

Регулятор внутреннего контура (контура скорости) выбран пропорционально-дифференциальным с передаточной функцией:

$$W_{нд}(p) = k_{нд}(T_{нд}p + 1),$$

где $k_{нд}$ – коэффициент передачи;

$T_{нд}$ – постоянная времени регулятора.

Регулятор второго контура представляет собой пропорциональное звено с коэффициентом передачи k_n . Регулятор внешнего контура принят интегральным с передаточной функцией:

$$W_u(p) = \frac{1}{T_u p},$$

где T_u – постоянная времени.

На структурной схеме также представлены изображения задающего сигнала $x_3(p)$ и основного возмущения $M_c(p)$ – момента нагрузки электродвигателя.

Передаточная функция объекта управления, под которым понимается совокупность синхронного электродвигателя и исполнительного механизма, для рассматриваемого случая

$$W_{oy}(p) = \frac{x(p)}{U_{1q}(p)} = \frac{k_{oy}}{\left(\frac{2JL_1}{m_1 Z_n \psi_{1d0} \psi_\epsilon} p^2 + \frac{2JL_1}{m_1 Z_n \psi_{1d0} \psi_\epsilon T_{11}} p + 1 \right) p}, \quad (2.1)$$

где $k_{oy} = \frac{k_{um}}{\psi_{1d0}}$ – коэффициент передачи объекта управления.

Особенность синхронных электродвигателей с постоянными магнитами на роторе заключается в малом моменте инерции. Это сказывается на структурном представлении объекта управления в виде элементарных динамических звеньев. Рассмотрим, например, следящий электропривод поворотного стола СК36-1202, в котором применяется синхронный электродвигатель фирмы Siemens 1FK7060-5AF71 со следующими данными: $n_n = 3000$ об/мин; $f_n = 200$ Гц; $U_n = 400$ В; $I_n = 3,7$ А; $M_n = 4,7$ Нм; $R_1 = 1,44$ Ом; $L_1 = 14,7$ мГн; $P = 1,48$ кВт; $Z_n = 4$; $\psi_{1d0} = 0,2117$ Вс; $\psi_\epsilon = 0,2117$ Вс; $J_{ог} = 0,00102$ кгм². Параметры механической части поворотного стола: передаточное отношение червячного редуктора $i_p = 88$; момент инерции червячного вала $J_{чв} = 5 \cdot 10^{-4}$ кгм²; момент инерции планшайбы $J_{nu} = 0,5 \div 2$ кгм². С учетом этих данных и того факта, что следящий электропривод поворотного стола замкнут по датчику угла поворота двигателя с разрешаю-

щей способностью 2048 дискрет на оборот, передаточная функция (2.1) объекта управления по отношению к управляющему воздействию примет вид

$$W_{oy}(p) = \frac{x(p)}{U_{1q}(p)} = \frac{1540}{(9,7201 \cdot 10^{-5} p^2 + 9,5218 \cdot 10^{-3} p + 1)p}. \quad (2.2)$$

Анализ корней знаменателя передаточной функции (2.2) показывает, что рассматриваемый объект управления является интегроколебательным звеном с постоянной времени $T_{\kappa} = 9,859 \cdot 10^{-3}$ с и коэффициентом демпфирования $\xi_{\kappa} = 0,4829$. Следовательно, передаточную функцию (2.1) можно записать в виде

$$W_{oy}(p) = \frac{x(p)}{U_{1q}(p)} = \frac{k_{oy}}{(T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)p}. \quad (2.3)$$

С учетом (2.3) можно представить эквивалентную схему следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем (рисунок 2.2) [53, 54].

Передаточная функция первого (внутреннего) замкнутого контура

$$W_1(p) = \frac{x(p)}{N_n(p)} = \frac{k_{nd} k_{cn} k_{oy} (T_{nd} p + 1)}{(1 + k_1) \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_1 + 1} p^3 + \frac{T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}}{k_1 + 1} p^2 + \frac{T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}}{k_1 + 1} p + 1 \right] p}, \quad (2.4)$$

где $k_1 = k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{dn}$;

N_n – выходной сигнал пропорционального регулятора.

Передаточная функция второго замкнутого контура

$$W_2(p) = \frac{x(p)}{N_u(p)} = \frac{k_n W_1(p)}{1 + k_n k_{dn} W_1(p)} = \frac{T_{nd} p + 1}{k_{dn} \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2} p^4 + \frac{T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}}{k_2} p^3 + \frac{T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}}{k_2} p^2 + \left(\frac{1 + k_1}{k_2} + T_{nd} \right) p + 1 \right]}, \quad (2.5)$$

где $k_2 = k_n k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{dn}$;

N_u – выходной сигнал интегрального регулятора.

Передаточная функция третьего замкнутого контура и всего следящего электропривода

$$W_3(p) = \frac{x(p)}{x_3(p)} = \frac{\frac{W_1(p)}{T_u p}}{1 + \frac{k_{on} W_1(p)}{T_u p}} = \frac{T_{n\delta} p + 1}{k_{on} [a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5]}, \quad (2.6)$$

где $a_0 = \frac{T_\kappa^2 T_{cn} T_u}{k_2}$;

$$a_1 = \frac{(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_u}{k_2};$$

$$a_2 = \frac{(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\delta}) T_u}{k_2};$$

$$a_3 = \left(\frac{1+k_1}{k_2} + T_{n\delta} \right) T_u; \quad a_4 = T_{n\delta} + T_u; \quad a_5 = 1.$$

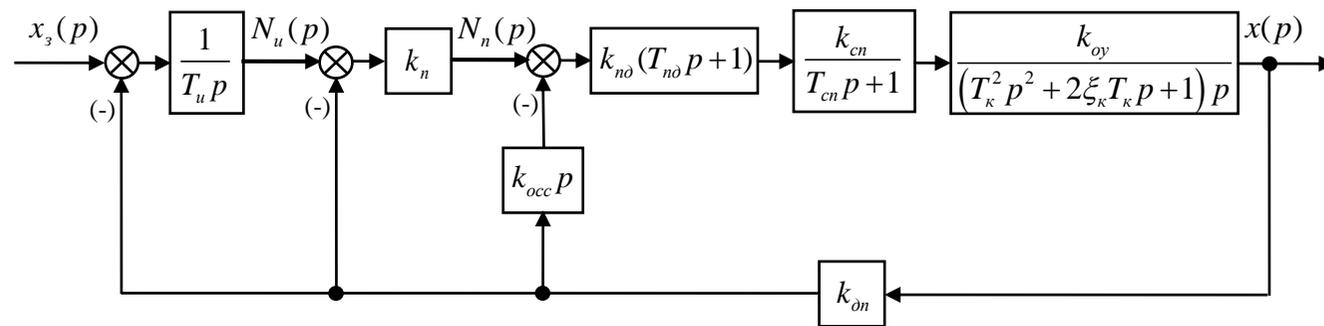


Рисунок 2.2 – Эквивалентная структурная схема следящего электропривода с исполнительным синхронным электродвигателем

Анализ передаточной функции (2.6) показывает, что рассматриваемый электропривод с синхронным следящим электроприводом является динамическим звеном пятого порядка. Условие устойчивости системы пятого порядка по критерию Гурвица [58 – 60]:

$$\left. \begin{aligned} a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0; \\ (a_1 a_2 - a_0 a_3)(a_3 a_4 - a_2 a_5) - (a_1 a_4 - a_0 a_5)^2 > 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

Подставляя в (2.7) значения коэффициентов a_0 , a_1 , a_2 , a_3 , a_4 и a_5 , получим следующую систему неравенств, выраженных через параметры регуляторов и объекта:

$$\left. \begin{aligned} & \frac{(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn})(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\partial}) T_u^2}{k_2^2} - \frac{T_\kappa^2 T_{cn} (1 + k_1 + k_2 T_{n\partial}) T_u^2}{k_2^2} > 0; \\ & \left[\frac{(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn})(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\partial}) T_u^2}{k_2^2} - \frac{T_\kappa^2 T_{cn} (1 + k_1 + k_2 T_{n\partial}) T_u^2}{k_2^2} \right] \times \\ & \times \left[\frac{(1 + k_1 + k_2 T_{n\partial})(T_{n\partial} + T_u) T_u}{k_2} - \frac{(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\partial}) T_u}{k_2} \right] - \\ & - \left[\frac{(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn})(T_{n\partial} + T_u) T_u}{k_2} - \frac{T_\kappa^2 T_{cn} T_u}{k_2} \right]^2 > 0 \end{aligned} \right\}$$

ИЛИ

$$\left. \begin{aligned} & (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn})(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\partial}) - T_\kappa^2 T_{cn} (1 + k_1 + k_2 T_{n\partial}) > 0; \\ & T_u \left[(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn})(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\partial}) - T_\kappa^2 T_{cn} (1 + k_1 + k_2 T_{n\partial}) \right] \times \\ & \times \left[(1 + k_1 + k_2 T_{n\partial})(T_{n\partial} + T_u) - (T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\partial}) \right] - \\ & - k_2 \left[(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn})^2 (T_{n\partial} + T_u)^2 - 2(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn})(T_{n\partial} + T_u) T_\kappa^2 T_{cn} + T_\kappa^4 T_{cn}^2 \right] > 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

2.3 Выбор параметров пропорционально-дифференциального регулятора внутреннего контура

Пропорционально-дифференциальный регулятор с передаточной функцией

$$W_{nd}(p) = k_{nd}(T_{nd}p + 1)$$

предназначен для компенсации инерционности объекта управления.

Для обоснованного выбора параметров настройки пропорционально-дифференциального регулятора, а именно k_{nd} и T_{nd} , разделим знаменатель передаточной функции (2.4) на числитель и предположим, что постоянная времени силового преобразователя $T_{cn} = 0$. В результате можно записать приближенное равенство [56, 57]:

$$W_1(p) \approx \frac{k_{nd}k_{cn}k_{oy}}{(1+k_1) \left[\frac{T_\kappa^2}{(1+k_1)T_{nd}} p + 1 \right] p}. \quad (2.9)$$

Для строгого обеспечения равенства в (2.9) необходимо выполнение условия:

$$\frac{(2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{nd})T_{nd} - T_\kappa^2}{(1+k_1)T_{nd}} = T_{nd}. \quad (2.10)$$

Оптимальное значение T_{nd} будем искать в виде

$$T_{nd} = iT_\kappa. \quad (2.11)$$

Под оптимальным значением T_{nd} здесь понимается величина, которая переходному процессу в контуре скорости доставляет минимальные перерегулирование и время переходного процесса.

Подставив (2.11) в (2.10), после несложных преобразований получим квадратное уравнение для определения неизвестной величины i :

$$i^2 - 2\xi_\kappa i + 1 = 0. \quad (2.12)$$

Отсюда следует, что

$$i_{1,2} = \xi_\kappa \pm \sqrt{\xi_\kappa^2 - 1}. \quad (2.13)$$

Поскольку для колебательного звена, которым является рассматриваемый синхронный электродвигатель, $\xi_\kappa < 0$, корни (2.13) уравнения (2.12) представляют собой комплексную величину. Для подстановки в (2.11) воспользуемся модулем этих корней:

$$i = |i_{1,2}| = \sqrt{\xi_\kappa^2 + 1 - \xi_\kappa^2} = 1. \quad (2.14)$$

С учетом (2.14) оптимальное значение постоянной времени пропорционально-дифференциального регулятора

$$T_{nd} = T_\kappa. \quad (2.15)$$

В том, что величина T_{nd} , выбранная по (2.15), является оптимальной для первого внутреннего контура, подтверждается моделированием в программной среде «Matlab Simulink».

Подставив (2.15) в (2.9), получим:

$$W_1(p) \approx \frac{k_{nd} k_{cn} k_{oy}}{(1+k_1) \left(\frac{T_\kappa}{1+k_1} p + 1 \right) p}. \quad (2.16)$$

Обеспечения хорошего приближения в (2.9) и (2.16) можно добиться выбором соответствующей величины k_1 , которая определяется из неравенства:

$$k_1 \geq \frac{2(1-\xi_\kappa)}{\Delta_1} - 1, \quad (2.17)$$

где Δ_1 – относительная погрешность полюса передаточной функции (2.4), компенсирующего соответствующий нуль.

Отсюда следует требование к минимальной величине коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора:

$$k_{nd.min} = \frac{2(1-\xi_\kappa)}{\Delta_1 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{on}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{on}}. \quad (2.18)$$

При допущении, что условия (2.17) и (2.18) выполняются, в выражениях (2.9) и (2.16) может соблюдаться строгое равенство:

$$W_1(p) = \frac{k_{nd}k_{cn}k_{oy}}{(1+k_1) \left[\frac{T_\kappa^2}{(1+k_1)T_{nd}} p + 1 \right] p} = \frac{k_{nd}k_{cn}k_{oy}}{(1+k_1) \left[\frac{T_\kappa}{(1+k_1)} p + 1 \right] p}.$$

Как бы ни была мала величина постоянной времени силового преобразователя T_{cn} , для создания быстродействующего следящего электропривода ее необходимо учитывать. Поэтому после деления знаменателя на числитель (2.4) при $T_{nd} = T_\kappa$ получится приближение:

$$W_1(p) \approx \frac{k_{nd}k_{cn}k_{oy}}{(1+k_1) \left[\frac{T_\kappa T_{cn}}{1+k_1} p^2 + \frac{T_\kappa - T_{cn}(1-2\xi_\kappa)}{1+k_1} p + 1 \right] p}. \quad (2.19)$$

При выполнении условия

$$k_1 \geq \frac{2(1-\xi_\kappa)(T_\kappa - T_{cn})}{\Delta_1 T_\kappa} - 1 \quad (2.20)$$

и выборе минимальной величины коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора из соотношения

$$k_{nd.min} = \frac{2(1-\xi_\kappa)(T_\kappa - T_{cn})}{\Delta_1 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{on} T_\kappa} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{on}} \quad (2.21)$$

в (2.19) можно принять строгое равенство:

$$W_1(p) = \frac{k_{nd}k_{cn}k_{oy}}{(1+k_1) \left[\frac{T_\kappa T_{cn}}{1+k_1} p^2 + \frac{T_\kappa - T_{cn}(1-2\xi_\kappa)}{1+k_1} p + 1 \right] p}. \quad (2.22)$$

Передаточная функция (2.22) представляет собой динамическое звено второго порядка, которое можно записать в нормализованном виде колебательного звена:

$$W_1(p) = \frac{k_{nd}k_{cn}k_{oy}}{(1+k_1) [T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1] p},$$

где $T_1 = \sqrt{\frac{T_\kappa T_{cn}}{1+k_1}}$ – постоянная времени;

$$\xi_1 = \frac{T_\kappa - T_{cn}(1 - 2\xi_\kappa)}{2(1 + k_1) \sqrt{\frac{T_\kappa T_{cn}}{1 + k_1}}} - \text{коэффициент демпфирования первого замкнутого контура.}$$

тура.

Задаваясь необходимой величиной ξ_1 , можно сформулировать требования к максимальной величине коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора:

$$k_{nd.max} = \frac{T_\kappa^2 - 2T_\kappa T_{cn}(1 - 2\xi_\kappa) + T_{cn}^2(1 - 2\xi_\kappa)^2}{4\xi_1^2 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n} T_\kappa T_{cn}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n}}. \quad (2.23)$$

Как показывает численное моделирование, при выборе коэффициента передачи k_{nd} приходится искать компромиссное решение между требуемыми величинами относительной погрешности Δ_1 и коэффициента демпфирования ξ_1 , приближая друг к другу значения, получаемые по выражениям (2.21) и (2.23).

2.4 Выбор коэффициента передачи пропорционального регулятора второго контура

Для обоснованного выбора коэффициента передачи k_n и уточнения требуемой величины постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора внутреннего контура разделим знаменатель передаточной функции (2.5) на числитель. В результате получим следующее приближенное выражение передаточной функции второго замкнутого контура:

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} \left[\frac{T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^2} p^3 + \frac{(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} - T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^2} p^2 + \frac{(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 - (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} + T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^3} p + 1 \right]}. \quad (2.24)$$

Обеспечить хорошее приближение в (2.24) можно путем выбора соответствующих величин k_2 и T_{nd} , причем следует отметить, что оптимальное значение

постоянной времени пропорционально-дифференциального регулятора в этом случае будет отличаться от величины, определяемой выражением (2.15).

Для строгого обеспечения равенства в (2.24) необходимо выполнение условия:

$$\frac{(1 + k_1 + k_2 T_{nd}) T_{nd}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} - T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^3} = T_{nd}. \quad (2.25)$$

Допущенного равенства в (2.25) достичь принципиально невозможно. Тем не менее, потребуем обеспечения относительной погрешности Δ_2 полюса передаточной функции (2.5), компенсирующего соответствующий нуль. Для этого необходимо выбрать величину постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора из решения алгебраического уравнения, вытекающего непосредственно из (2.25):

$$\Delta_2 k_2 T_{nd}^4 - T_{nd}^3 + (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa}) T_{nd}^2 - (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} + T_{\kappa}^2 T_{cn} = 0. \quad (2.26)$$

В (2.26) входит коэффициент передачи k_2 , который можно определить исходя из следующих соображений. Предположим, что величиной постоянной времени T_{cn} можно пренебречь. Тогда передаточную функцию (2.24) можно записать в виде

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{on} \left[\frac{T_{\kappa}^2}{k_2 T_{nd}} p^2 + \frac{(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}) T_{nd} - T_{\kappa}^2}{k_2 T_{nd}^2} p + 1 \right]}$$

или

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{on} (T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)},$$

где $T_2 = \sqrt{\frac{T_{\kappa}^2}{k_2 T_{nd}}}$ – постоянная времени;

$$\xi_2 = \frac{(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd}) T_{nd} - T_k^2}{2k_2 T_{nd} \sqrt{\frac{T_k^2}{k_2 T_{nd}}}} - \text{коэффициент демпфирования второго замкнутого}$$

контура.

Задаваясь необходимой величиной ξ_2 , можно определить требуемое значение коэффициента передачи k_2 :

$$k_2 = \frac{[(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd}) T_{nd} - T_k^2]^2}{4\xi_2^2 T_{nd}^3 T_k^2}. \quad (2.27)$$

Подставив в (2.26) значение k_2 из (2.27), получим алгебраическое уравнение пятого порядка для определения T_{nd} :

$$d_0 T_{nd}^5 + d_1 T_{nd}^4 + d_2 T_{nd}^3 + d_3 T_{nd}^2 + d_4 T_{nd} + d_5 = 0, \quad (2.28)$$

где $d_0 = \Delta_2 k_1^2$; $d_1 = 4\Delta_2 \xi_k k_1 T_k$; $d_2 = -2T_k^2 [2\xi_2^2 (1 - \Delta_2) + \Delta_2 k_1]$;

$$d_3 = 4T_k^2 [\xi_2^2 (T_{cn} + 2\xi_k T_k) - \Delta_2 \xi_k T_k]; \quad d_4 = -T_k^3 [4\xi_2^2 (T_k + 2\xi_k T_{cn}) - \Delta_2 T_k];$$

$$d_5 = 4\xi_2^2 T_k^4 T_{cn}.$$

Выбрав из корней уравнения (2.28) наибольший положительный и подставив его в (2.27), найдем требуемое значение коэффициента передачи пропорционального регулятора второго контура:

$$k_n = \frac{[(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd}) T_{nd} - T_k^2]^2}{4\xi_2^2 T_{nd}^3 T_k^2 k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{\partial n}}. \quad (2.29)$$

Применение параметров настройки регуляторов в соответствии с формулами (2.21), (2.23), (2.28) и (2.29) позволяет перейти к равенству в (2.24).

2.5 Выбор параметров настройки интегрального регулятора и уточнение величины постоянной времени пропорционально-дифференциального регулятора

Величина постоянной времени T_{nd} , дающая наилучшие показатели качества регулирования для третьего замкнутого контура, будет отличаться от значений, полученных в соответствии с выражениями (2.15) и (2.28) и использованных для определения коэффициентов передачи пропорционально-дифференциального и пропорционального регуляторов. Для уточнения величины постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора разделим знаменатель передаточной функции (2.6) на числитель. В результате получим приближенное равенство:

$$W_3(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} (A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + 1)}, \quad (2.30)$$

$$\text{где } A_0 = \frac{T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u}{k_2 T_{nd}}; \quad A_1 = \frac{[(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} - T_{\kappa}^2 T_{cn}] T_u}{k_2 T_{nd}^2};$$

$$A_2 = \frac{[(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 - (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} + T_{\kappa}^2 T_{cn}] T_u}{k_2 T_{nd}^3};$$

$$A_3 = \frac{[(1 + k_1 + k_2 T_{nd}) T_{nd}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} - T_{\kappa}^2 T_{cn}] T_u}{k_2 T_{nd}^4}.$$

Для строгого обеспечения равенства в (2.30) необходимо выполнение условия:

$$\frac{(T_{nd} + T_u) k_2 T_{nd}^4 - \left[(1 + k_1 + k_2 T_{nd}) T_{nd}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} - T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{nd}^4} = T_{nd}. \quad (2.31)$$

Точного равенства в (2.31) достичь принципиально невозможно. Тем не менее потребуем обеспечения относительной погрешности Δ_3 полюса передаточной функции (2.6), компенсирующего соответствующий нуль. Для этого необходимо

выбрать величину постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора из решения алгебраического уравнения пятого порядка, вытекающего непосредственно из (2.31):

$$\Delta_3 k_2 T_{nd}^5 - T_u T_{nd}^3 + (T_{cn} + 2\xi T_\kappa) T_u T_{nd}^2 - (T_\kappa + 2\xi T_{cn}) T_\kappa T_u T_{nd} + T_\kappa^2 T_{cn} T_u = 0. \quad (2.32)$$

Задаваясь относительной погрешностью $\Delta_3 = 0,001$, можно обоснованно перейти в (2.32) к строгому равенству:

$$W_3(p) = \frac{1}{k_{\partial n} (A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + 1)}. \quad (2.33)$$

В уравнение (2.32) входит постоянная времени T_u интегрального регулятора, которая пока еще не определена. Для обоснованного выбора величины T_u предположим, что постоянной времени T_{cn} силового преобразователя можно пренебречь (с последующей оценкой такого действия). Тогда передаточная функция (2.33) превратится в динамическое звено третьего порядка:

$$W_3(p) = \frac{1}{k_{\partial n} (a_{01} p^3 + a_{11} p^2 + a_{21} p + 1)}, \quad (2.34)$$

где $a_{01} = \frac{T_\kappa^2 T_u}{k_2 T_{nd}}$;

$$a_{11} = \frac{[(2\xi T_\kappa + k_1 T_{nd}) T_{nd} - T_\kappa^2] T_u}{k_2 T_{nd}^2};$$

$$a_{21} = \frac{[(1 + k_1 + k_2 T_{nd}) T_{nd}^2 - (2\xi T_\kappa + k_1 T_{nd}) T_{nd} + T_\kappa^2] T_u}{k_2 T_{nd}^3}.$$

Для динамического звена третьего порядка с передаточной функцией вида (2.34) разработаны области показателей качества регулирования [31, 49], которыми можно воспользоваться при выборе постоянной времени T_u . Вся совокупность сочетания коэффициентов a_{01} , a_{11} и a_{21} в рамках границы устойчивости может дать аperiodический, монотонный и колебательный характер переходного процесса. Действительно, передаточная функция (2.34) имеет характеристическое уравнение:

$$a_{01}p^3 + a_{11}p^2 + a_{21}p + 1 = 0. \quad (2.35)$$

Уравнение (2.35) в рамках границы устойчивости

$$a_{11}a_{21} \geq a_{01} \quad (2.36)$$

может иметь либо три отрицательных вещественных корня, что соответствует аperiodическому переходному процессу, либо один вещественный и пару комплексно-сопряженных корней. Во втором случае можно выделить два возможных варианта. Если действительный корень находится ближе к мнимой оси, чем комплексно-сопряженные, то это соответствует монотонному характеру переходного процесса, при котором не будет наблюдаться перерегулирования. В случае, когда комплексно-сопряженные корни находятся ближе к мнимой оси, переходный процесс будет иметь колебательный характер.

Область аperiodичности переходных процессов определяется системой неравенств [31, 49]

$$\left. \begin{array}{l} a_{11} \leq \frac{a_{21}^2}{3}; \\ a_{01(1)} < a_{01} < a_{01(2)}, \end{array} \right\}, \quad (2.37)$$

$$\text{где } a_{01(1,2)} = \frac{1}{27} \left(9a_{11}a_{21} - 2a_{21}^3 \mp 2\sqrt{a_{21}^6 - 9a_{11}a_{21}^4 + 27a_{11}^2a_{21}^2 - 27a_{11}^3} \right) \quad (2.38)$$

представляет аналитическое описание границы области аperiodичности.

Область монотонности переходных процессов определяется системой неравенств [31, 49]

$$\left. \begin{array}{l} a_{11} \leq \frac{3a_{21}^2}{8}; \\ a_{01(3)} < a_{01} < a_{01(4)}, \end{array} \right\}, \quad (2.39)$$

$$\text{где } a_{01(3,4)} = \frac{1}{6} \left(a_{12}a_{22} \mp \sqrt{a_{12}^2a_{22}^2 - \frac{8}{3}a_{12}^3} \right) - \quad (2.40)$$

математическое описание границы области монотонности.

Области показателей качества регулирования в соответствии с формулами (2.36) – (2.40) имеют свое графическое отображение на плоскости параметров a_{01} и a_{11} (рисунок 2.3) [31, 49].

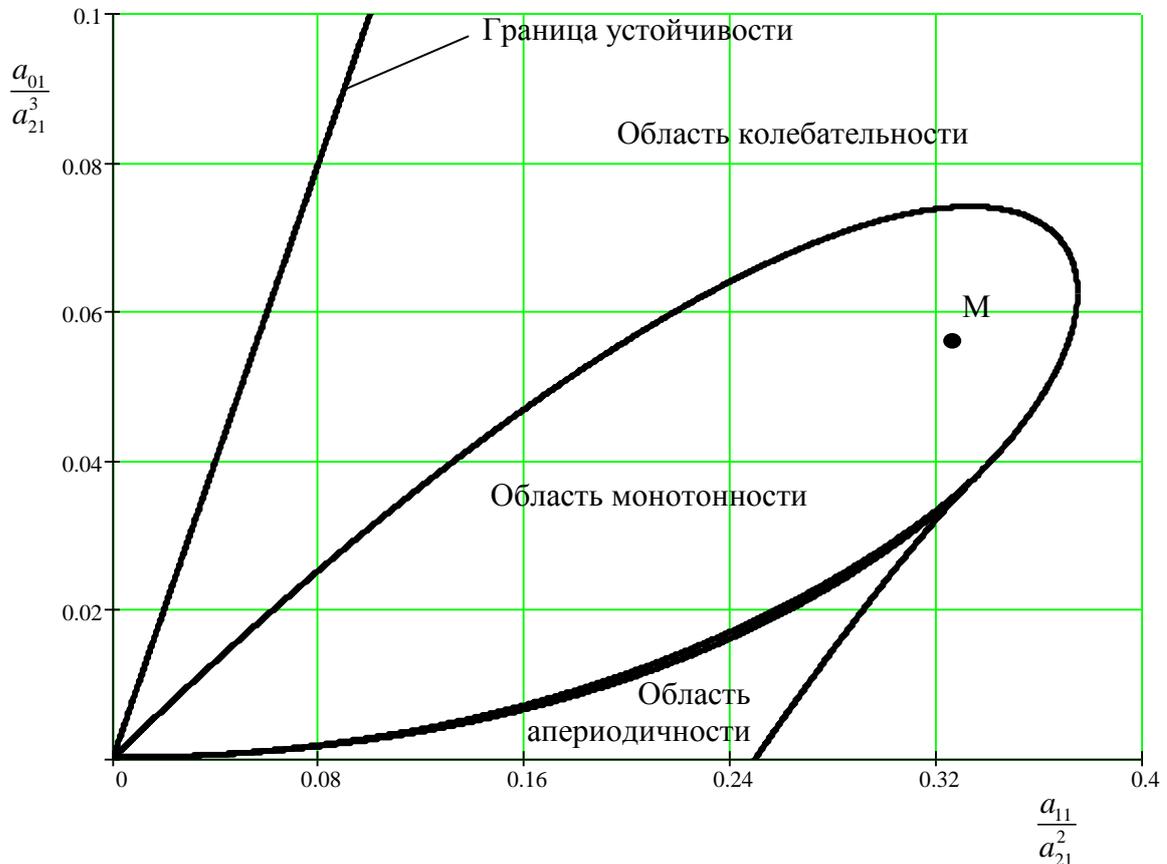


Рисунок 2.3 – Области показателей качества регулирования рассматриваемой динамической системы третьего порядка

Для обеспечения одностороннего подхода следящего электропривода к заданной координате (без перерегулирования) необходимо, чтобы сочетание коэффициентов a_{01} , a_{11} и a_{21} позволяло попасть в область апериодичности или область монотонности, изображенные на рис. 2.3. При этом следует иметь в виду, что в области монотонности можно получить большее быстродействие, чем в области апериодических переходных процессов. Поэтому для выбора постоянной времени T_u при всех других известных параметрах электропривода расположим изображающую точку М, определяющую требуемый характер переходного процесса, в области монотонности, например, с координатами:

$$M\left(\frac{a_{21}^2}{3}; \frac{3a_{21}^3}{54}\right).$$

Величину постоянной времени T_u можно определить, например, из абсциссы изображающей точки:

$$a_{11} = \frac{a_{21}^2}{3}. \quad (2.41)$$

Подставив в (2.41) значения коэффициентов характеристического уравнения, выраженные через параметры настройки следящего электропривода с синхронным электродвигателем, получим выражение для определения T_u :

$$\frac{\left[(2\xi_{\kappa}T_{\kappa} + k_1T_{n\partial})T_{n\partial} - T_{\kappa}^2\right]T_u}{k_2T_{n\partial}^2} = \frac{\left[(1 + k_1 + k_2T_{n\partial})T_{n\partial}^2 - (2\xi_{\kappa}T_{\kappa} + k_1T_{n\partial})T_{n\partial} + T_{\kappa}^2\right]^2 T_u^2}{3k_2^2T_{n\partial}^6}.$$

Отсюда следует необходимое значение постоянной времени интегрального регулятора для обеспечения требуемого характера переходного процесса:

$$T_u = \frac{3\left[(2\xi_{\kappa}T_{\kappa} + k_1T_{n\partial})T_{n\partial} - T_{\kappa}^2\right]k_2T_{n\partial}^4}{\left[(1 + k_1 + k_2T_{n\partial})T_{n\partial}^2 - (2\xi_{\kappa}T_{\kappa} + k_1T_{n\partial})T_{n\partial} + T_{\kappa}^2\right]^2}. \quad (2.42)$$

Для расчета величины T_u в формулу (2.42) можно подставить значение постоянной времени $T_{n\partial}$, получаемой из уравнения (2.28).

Теперь у нас имеются все данные для уточнения величины $T_{n\partial}$, обеспечивающей наилучшие динамические качества следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Наибольший положительный корень уравнения (2.32) будет представлять собой оптимальное значение $T_{n\partial}$ для функционирования внешнего третьего замкнутого контура рассматриваемой системы управления, то есть следящего электропривода.

Следует также отметить, что для настройки электропривода необходимо знание величины k_{occ} коэффициента передачи обратной связи по скорости. Она может быть любой, но удобной с точки зрения технической реализации дифференцирующего звена.

Представленные аналитические выражения для определения коэффициентов передачи k_{nd} , k_n и постоянных времени T_{nd} и T_u отражают методические основы и алгоритм параметрического синтеза регуляторов разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем [61].

2.6 Алгоритм и методика выбора параметров регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Как следует из представленного выше материала, в основу методики расчета настроек регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем положен принцип формирования в знаменателе передаточной функции каждого замкнутого контура полюса требуемой величины. Блок-схема алгоритма последовательного выбора параметров регуляторов электропривода представлена на рисунке 2.4 [61]. Исходными данными для расчета являются параметры двигателя, исполнительного механизма, датчика положения, обратной связи по скорости. Кроме того, необходимо задать относительные погрешности Δ_1 , Δ_2 и Δ_3 полюсов передаточных функций первого, второго и третьего замкнутых контуров, компенсирующих соответствующие нули. Исходными данными также являются коэффициенты демпфирования ξ_1 и ξ_2 колебательных составляющих в передаточных функциях замкнутых первого (внутреннего) и второго контуров соответственно.

Расчет параметров регуляторов необходимо производить, начиная с внутреннего контура. На первом шаге расчета постоянная времени ПД-регулятора принимается равной постоянной времени:

$$T_{nd1} = T_k.$$

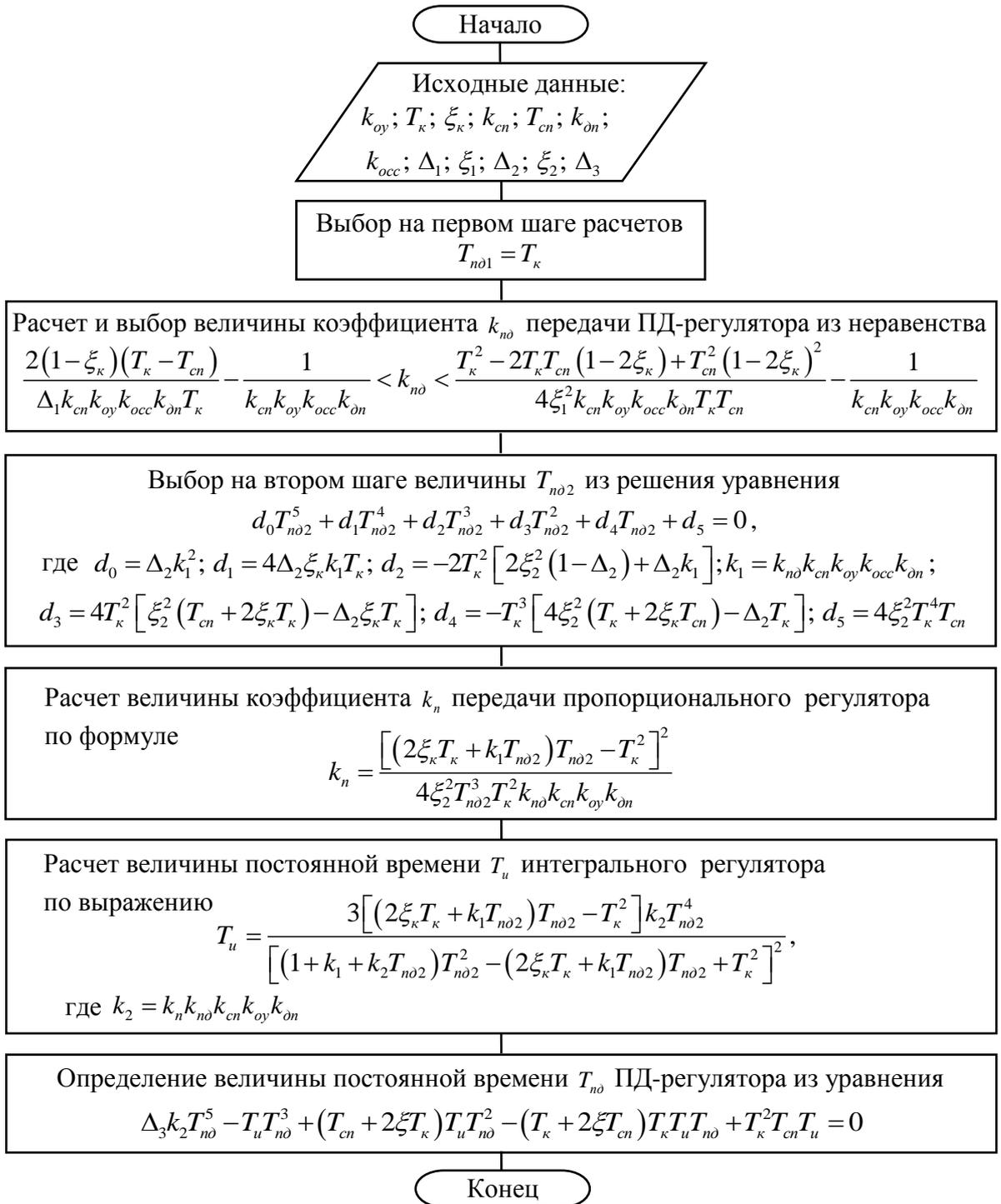


Рисунок 2.4 – Алгоритм последовательного расчета и выбора параметров регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Это значение используется для расчета и выбора коэффициента передачи k_{nd} из двойного неравенства:

$$\frac{2(1-\xi_{\kappa})(T_{\kappa}-T_{cn})}{\Delta_1 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n} T_{\kappa}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n}} < k_{nd} < \frac{T_{\kappa}^2 - 2T_{\kappa} T_{cn} (1-2\xi_{\kappa}) + T_{cn}^2 (1-2\xi_{\kappa})^2}{4\xi_1^2 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n} T_{\kappa} T_{cn}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n}}. \quad (2.43)$$

В выражение (2.43) входит заданная величина Δ_1 погрешности полюса первого замкнутого контура. Она определяет минимальное значение коэффициента k_{nd} . Требуемый коэффициент демпфирования ξ_1 колебательной составляющей, входящей в состав передаточной функции первого замкнутого контура, позволяет рассчитать максимальное значение k_{nd} . Для настройки ПД-регулятора выбирается величина его коэффициента передачи, находящаяся между минимальным и максимальным расчетными значениями.

Затем определяется новое значение T_{nd2} постоянной времени ПД-регулятора из решения алгебраического уравнения пятой степени:

$$d_0 T_{nd2}^5 + d_1 T_{nd2}^4 + d_2 T_{nd2}^3 + d_3 T_{nd2}^2 + d_4 T_{nd2} + d_5 = 0. \quad (2.44)$$

При этом выбирается наибольший положительный корень уравнения (2.44), который участвует в расчете величины коэффициента k_n передачи пропорционального регулятора по формуле:

$$k_n = \frac{\left[(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd2}) T_{nd2} - T_{\kappa}^2 \right]^2}{4\xi_2^2 T_{nd2}^3 T_{\kappa}^2 k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{\partial n}}. \quad (2.45)$$

На следующем шаге расчета определяется необходимое значение постоянной времени T_u интегрального регулятора:

$$T_u = \frac{3 \left[(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd2}) T_{nd2} - T_{\kappa}^2 \right] k_2 T_{nd2}^4}{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{nd2}) T_{nd2}^2 - (2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd2}) T_{nd2} + T_{\kappa}^2 \right]^2}. \quad (2.46)$$

В конечном итоге определяется величина постоянной времени T_{nd} ПД-регулятора в результате решения уравнения (2.32):

$$\Delta_3 k_2 T_{nd}^5 - T_u T_{nd}^3 + (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa}) T_u T_{nd}^2 - (T_{\kappa} + 2\xi_{\kappa} T_{cn}) T_{\kappa} T_u T_{nd} + T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u = 0.$$

Снова выбирается наибольший положительный корень уравнения.

Следует отметить, что полученные аналитические выражения носят общий характер и справедливы для любых рабочих органов станков и промышленных роботов.

2.7 Пример расчета регуляторов и компьютерное моделирование слеящего электропривода поворотного стола

Расчет регуляторов разрабатываемого слеящего электропривода проведем для поворотного стола СК36-1202, оснащенного синхронным исполнительным двигателем 1FK7060-5AF71 со следующими данными: $n_n = 3000$ об/мин; $f_n = 200$ Гц; $U_n = 400$ В; $I_n = 3,7$ А; $M_n = 4,7$ Нм; $R_1 = 1,44$ Ом; $L_1 = 14,7$ мГн; $P = 1,48$ кВт; $Z_n = 4$; $\psi_{1d0} = 0,2117$ Вc; $\psi_e = 0,2117$ Вc; $J_{\partial e} = 0,0010$ кгм². Учтем также параметры механической части поворотного стола: передаточное отношение червячного редуктора $i = 88$; момент инерции червячного вала $J_{чe} = 5 \cdot 10^{-4}$ кгм²; момент инерции планшайбы $J_{nu} = 2$ кгм². При этом приведенный к валу двигателя момент инерции составит:

$$J = J_{\partial e} + J_{чe} + \frac{J_{nu}}{i^2} = 1,02 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-4} + \frac{2}{88^2} = 1,778 \cdot 10^{-3} \text{ кгм}^2.$$

Синхронный электродвигатель оснащен датчиком положения ротора, выдающим 2048 дискрет на оборот. Полагая, что задание положения в слеящем электроприводе производится в дискретах датчика, логично принять коэффициент его передачи равным $k_{\partial n} = 1$, а разрешающую способность учесть в общем коэффициенте передачи объекта управления:

$$k_{\partial y} = \frac{2048}{2\pi\psi_{1d0}} = \frac{2048}{6,28 \cdot 0,2117} = 1,5396 \cdot 10^3 \text{ дискрет/Вc.}$$

Следовательно, если принять за выходную величину слеящего электропривода угол поворота вала двигателя, измеряемый в дискретах датчика положения, то передаточная функция объекта управления примет следующие численные значения:

$$W_{oy}(p) = \frac{x(p)}{U_{1q}(p)} = \frac{k_{oy}}{(T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)p} =$$

$$= \frac{1,5396 \cdot 10^3}{\left[(9,859 \cdot 10^{-3})^2 p^2 + 2 \cdot 0,4829 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} p + 1 \right] p}$$

То есть объект управления (как и рассматривалось выше) представляет собой интегроколебательное звено с постоянной времени $T_{\kappa} = 9,859 \cdot 10^{-3}$ с и коэффициентом демпфирования $\xi_{\kappa} = 0,4829$ [62].

Рассмотрим случай, когда для управления синхронной машиной, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока, используется силовой преобразователь Simovert Masterdrives Motion Control. При этом в расчетах следует учитывать, что в нем применяется 15-разрядный цифровой широтно-импульсный преобразователь с частотой коммутации силовых транзисторов 5 кГц [38]. Поэтому коэффициент передачи силового преобразователя

$$k_{cn} = \frac{220}{2^{15} - 1} = 0,0067 \text{ В/дискрету,}$$

а постоянная времени, определяемая частотой коммутации силовых транзисторов,

$$T_{cn}^{\kappa} = \frac{1}{5000} = 0,0002 \text{ с.}$$

Однако величину 0,0002 с нельзя использовать в качестве постоянной времени силового преобразователя, поскольку фактически смена информации на входе широтно-импульсного модулятора происходит с частотой замыкания программного цикла, которая для электропривода Simovert Masterdrives Motion Control в различных модификациях программного обеспечения в 2 – 8 раз меньше частоты коммутации силовых транзисторов [41, 63]. В связи с этим при расчете регуляторов и компьютерном моделировании разрабатываемого следящего электропривода необходимо принять (для наихудшего случая)

$$T_{cn} = 8T_{cn}^{\kappa} = 0,0016 \text{ с.}$$

С учетом частоты замыкания программного цикла величину коэффициента передачи обратной связи по скорости (постоянную времени дифференцирования) выберем равной $k_{occ} = 0,0128$ с.

В соответствии с разработанной методикой синтеза регуляторов на первом этапе при расчете требуемой величины коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора внутреннего контура примем в соответствии с формулой (2.15) величину постоянной времени этого регулятора равной:

$$T_{nd1} = T_{\kappa} = 9,859 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Задаваясь относительной погрешностью полюса передаточной функции (2.4) $\Delta_1 = 0,7$, по формуле (2.21) определим минимально допустимую величину коэффициента передачи ПД-регулятора:

$$\begin{aligned} k_{nd.min} &= \frac{2(1 - \xi_{\kappa})(T_{\kappa} - T_{cn})}{\Delta_1 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n} T_{\kappa}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n}} = \\ &= \frac{2 \cdot (1 - 0,4829) \cdot (0,009859 - 0,0016)}{0,7 \cdot 0,0067 \cdot 1539,6 \cdot 0,0128 \cdot 1 \cdot 0,009859} - \frac{1}{0,0067 \cdot 1539,6 \cdot 0,0128 \cdot 1} = \quad (2.47) \\ &= 1,7963 \end{aligned}$$

Полагая необходимым значение коэффициента демпфирования первого замкнутого контура $\xi_1 = 0,99$, по формуле (2.23) рассчитаем максимальную величину коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора:

$$\begin{aligned} k_{nd.max} &= \frac{T_{\kappa}^2 - 2T_{\kappa}T_{cn}(1 - 2\xi_{\kappa}) + T_{cn}^2(1 - 2\xi_{\kappa})^2}{4\xi_1^2 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n} T_{\kappa} T_{cn}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n}} = \\ &= \frac{(0,009859)^2 - 2 \cdot 0,009859 \cdot 0,0016 \cdot (1 - 2 \cdot 0,4829) +}{4 \cdot (0,99)^2 \cdot 0,0067 \cdot 1539,6 \cdot 0,0128 \cdot 1 \cdot 0,009859 \cdot 0,0016} - \\ &= \frac{1}{0,0067 \cdot 1539,6 \cdot 0,0128 \cdot 1} = 4,1897 \quad (2.48) \end{aligned}$$

Сравнивая (2.47) и (2.48) и выбирая значение, кратное двум, приходим к выводу, что требуемой величиной коэффициента передачи ПД-регулятора является $k_{nd} = 2$. Следовательно, коэффициент передачи внутреннего контура равен:

$$k_1 = k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{on} = 2 \cdot 0,0067 \cdot 1539,6 \cdot 0,0128 \cdot 1 = 0,2646.$$

Для выбора параметров пропорционального регулятора второго контура зададимся величиной относительной погрешности полюса передаточной функции (2.6) $\Delta_2 = 0,15$ и значением коэффициента демпфирования во втором контуре $\xi_2 = 0,65$. Из уравнения (2.44) найдем уточненное значение постоянной времени T_{nd2} :

$$d_0 T_{nd2}^5 + d_1 T_{nd2}^4 + d_2 T_{nd2}^3 + d_3 T_{nd2}^2 + d_4 T_{nd2} + d_5 = 0, \quad (2.49)$$

где $d_0 = \Delta_2 k_1^2 = 0,15 \cdot (0,2646)^2 = 0,0105$;

$$d_1 = 4\Delta_2 \xi_k k_1 T_k = 4 \cdot 0,15 \cdot 0,4829 \cdot 0,2646 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} = 7,5591 \cdot 10^{-4} \text{ с};$$

$$\begin{aligned} d_2 &= -2T_k^2 \left[2\xi_2^2 (1 - \Delta_2) + \Delta_2 k_1 \right] = \\ &= -2 \cdot (9,859 \cdot 10^{-3})^2 \left[2 \cdot (0,65)^2 (1 - 0,15) + 0,15 \cdot 0,2646 \right] = \\ &= -1,4735 \cdot 10^{-4} \text{ с}^2; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d_3 &= 4T_k^2 \left[\xi_2^2 (T_{cn} + 2\xi_k T_k) - \Delta_2 \xi_k T_k \right] = 4 \cdot (9,859 \cdot 10^{-3})^2 \times \\ &\times \left[(0,65)^2 (0,0016 + 2 \cdot 0,4829 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3}) - 0,15 \cdot 0,4829 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} \right] = \\ &= 1,5493 \cdot 10^{-6} \text{ с}^3; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d_4 &= -T_k^3 \left[4\xi_2^2 (T_k + 2\xi_k T_{cn}) - \Delta_2 T_k \right] = \\ &= -(9,859 \cdot 10^{-3})^3 \left[4 \cdot (0,65)^2 (9,859 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,4829 \cdot 0,0016) - 0,15 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} \right] = \\ &= -1,7053 \cdot 10^{-8} \text{ с}^4; \end{aligned}$$

$$d_5 = 4\xi_2^2 T_k^4 T_{cn} = 4 \cdot (0,65)^2 (9,859 \cdot 10^{-3})^4 \cdot 0,0016 = 2,5548 \cdot 10^{-11} \text{ с}^5.$$

Найдем корни уравнения (2.49), например, с помощью программы «MathCAD»:

$$\text{polyroots}(v3) = \begin{pmatrix} -0.1636 \\ 1.7244 \times 10^{-3} \\ 4.3169 \times 10^{-3} + 9.3512j \times 10^{-3} \\ 4.3169 \times 10^{-3} - 9.3512j \times 10^{-3} \\ 0.0813 \end{pmatrix}.$$

По физическому смыслу решаемой задачи для выбора уточненного значения постоянной времени T_{nd} нам подходят положительные действительные значения корней: $1,7244 \cdot 10^{-3}$ с. и $0,0813$ с. Если выбрать первое меньшее значение, то, очевидно, оно будет предназначено для компенсации постоянной времени силового преобразователя. Поэтому для расчета требуемого коэффициента передачи k_n пропорционального регулятора второго контура необходимо взять значение $T_{nd2} = 0,0813$ с. Подставив его в (2.45), найдем требуемую величину k_n :

$$\begin{aligned} k_n &= \frac{\left[(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd2}) T_{nd2} - T_k^2 \right]^2}{4\xi_2^2 T_{nd2}^3 T_k^2 k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{\partial n}} = \\ &= \frac{\left[(2 \cdot 0,4829 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} + 0,2646 \cdot 0,0813) \cdot 0,0813 - (9,859 \cdot 10^{-3})^2 \right]^2}{4 \cdot (0,65)^2 \cdot (0,0813)^3 \cdot (9,859 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2 \cdot 0,0067 \cdot 1539,6 \cdot 1} \\ &= 3,225. \end{aligned}$$

Выберем значение коэффициента передачи пропорционального регулятора – ближайшее целое и кратное двум число: $k_n = 4$. С учетом выбранных параметров коэффициент передачи второго разомкнутого контура:

$$k_2 = k_n k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{\partial n} = 4 \cdot 2 \cdot 0,0067 \cdot 1539,6 \cdot 1 = 82,6954.$$

На следующем шаге синтеза регуляторов рассчитаем по формуле (2.46) требуемую величину постоянной времени T_u интегрального регулятора внешнего контура:

$$\begin{aligned}
T_u &= \frac{3 \left[(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial 2}) T_{n\partial 2} - T_{\kappa}^2 \right] k_2 T_{n\partial 2}^4}{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{n\partial 2}) T_{n\partial 2}^2 - (2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial 2}) T_{n\partial 2} + T_{\kappa}^2 \right]^2} = \\
&= \frac{3 \cdot \left[(2 \cdot 0,4829 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} + 0,2646 \cdot 0,0813) \cdot 0,0813 - (9,859 \cdot 10^{-3})^2 \right] \times}{\left[(1 + 0,2646 + 62,0215 \cdot 0,0813) \cdot (0,0813)^2 - \right.} \\
&\quad \left. - (2 \cdot 0,4829 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} + 0,2646 \cdot 0,0813) \cdot 0,0813 + (9,859 \cdot 10^{-3})^2 \right]^2} = \\
&= 0,0104 \text{ с.}
\end{aligned}$$

Выбирая в качестве параметра настройки интегрального регулятора значение $T_u = 0,0128$ с и задаваясь относительной погрешностью $\Delta_3 = 0,01365$ полюса передаточной функции (2.6), из уравнения (2.32) найдем уточненную величину постоянной времени $T_{n\partial}$ пропорционально-дифференциального регулятора, необходимую для настройки следящего электропривода:

$$d_{01} T_{n\partial}^5 + d_{21} T_{n\partial}^3 + d_{31} T_{n\partial}^2 + d_{41} T_{n\partial} + d_{51} = 0, \quad (2.50)$$

где $d_{01} = \Delta_3 k_2 = 0,01365 \cdot 62,0215 = 0,8466 \text{ с}^{-1}$; $d_{21} = -T_u = -0,0128 \text{ с}$;

$$d_{31} = (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa}) T_u = (0,0016 + 2 \cdot 0,4829 \cdot 9,859 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,0128 = 1,4236 \cdot 10^{-4} \text{ с}^2;$$

$$\begin{aligned}
d_{41} &= -(T_{\kappa} + 2\xi_{\kappa} T_{cn}) T_{\kappa} T_u = -(9,859 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,4829 \cdot 0,0016) \cdot 9,859 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0128 = \\
&= -1,4392 \cdot 10^{-6} \text{ с}^3;
\end{aligned}$$

$$d_{51} = T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u = (9,859 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 0,0016 \cdot 0,0128 = 1,9907 \cdot 10^{-9} \text{ с}^4.$$

Корни уравнения (2.50) равны:

$$\text{polyroots}(v4) = \begin{pmatrix} -0.1121 \\ 1.6 \times 10^{-3} \\ 4.7176 \times 10^{-3} + 8.6617 \times 10^{-3} \\ 4.7176 \times 10^{-3} - 8.6617 \times 10^{-3} \\ 0.1011 \end{pmatrix}$$

Анализ этих корней показывает, что наилучшим значением настройки пропорционально-дифференциального регулятора внутреннего контура является постоянная времени $T_{no} = 0,1011$ с.

Следует отметить, что выбор величины $T_u = 0,0128$ с сделан для того, чтобы отношение $\frac{T_{cn}}{T_u} = \frac{0,0016}{0,0128} = \frac{1}{8}$ было кратным двум, что значительно упрощает цифровую техническую реализацию следящего электропривода.

С учетом выбранных параметров регуляторов разработана расчетная модель предлагаемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем (рисунок 2.5).

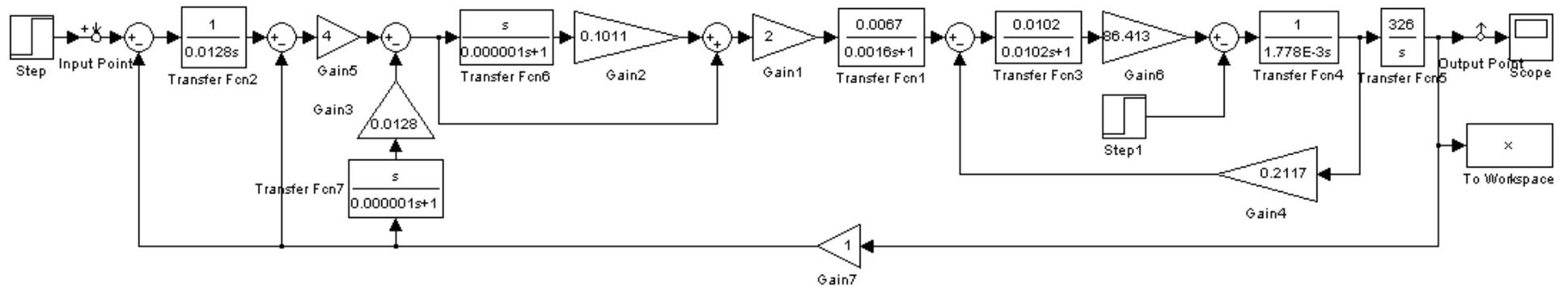


Рисунок 2.5 – Расчетная модель следящего электропривода поворотного стола
с синхронным исполнительным двигателем при $T_{cn} = 0,0016$ с

Расчетная модель позволяет построить переходные процессы по управлению (рисунок 2.6) и возмущению (рисунок 2.7), а также частотные характеристики следящего электропривода (рисунок 2.8).

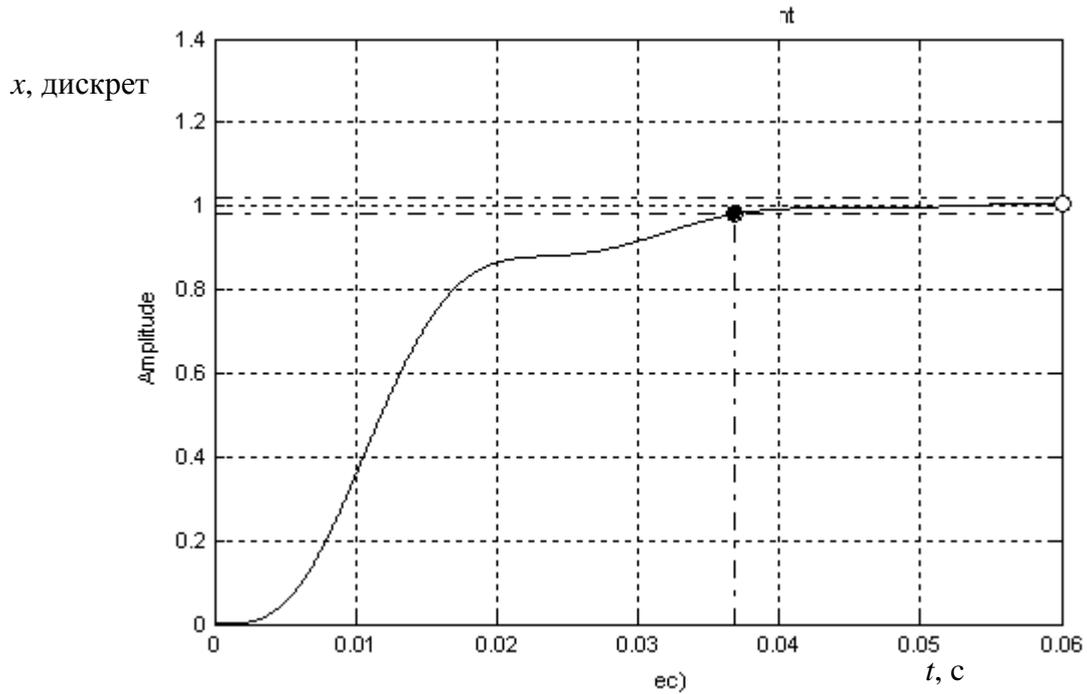


Рисунок 2.6 – Переходный процесс в следящем электроприводе по управляющему воздействию при $T_{cn} = 0,0016$ с

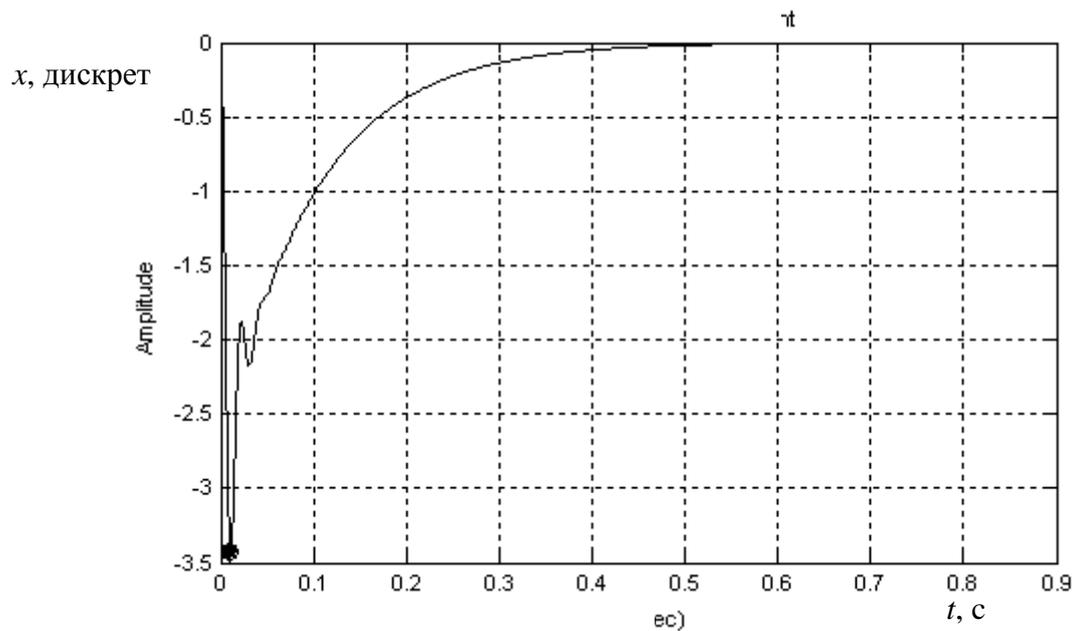


Рисунок 2.7 – Переходный процесс в следящем электроприводе по возмущающему воздействию при $T_{cn} = 0,0016$ с

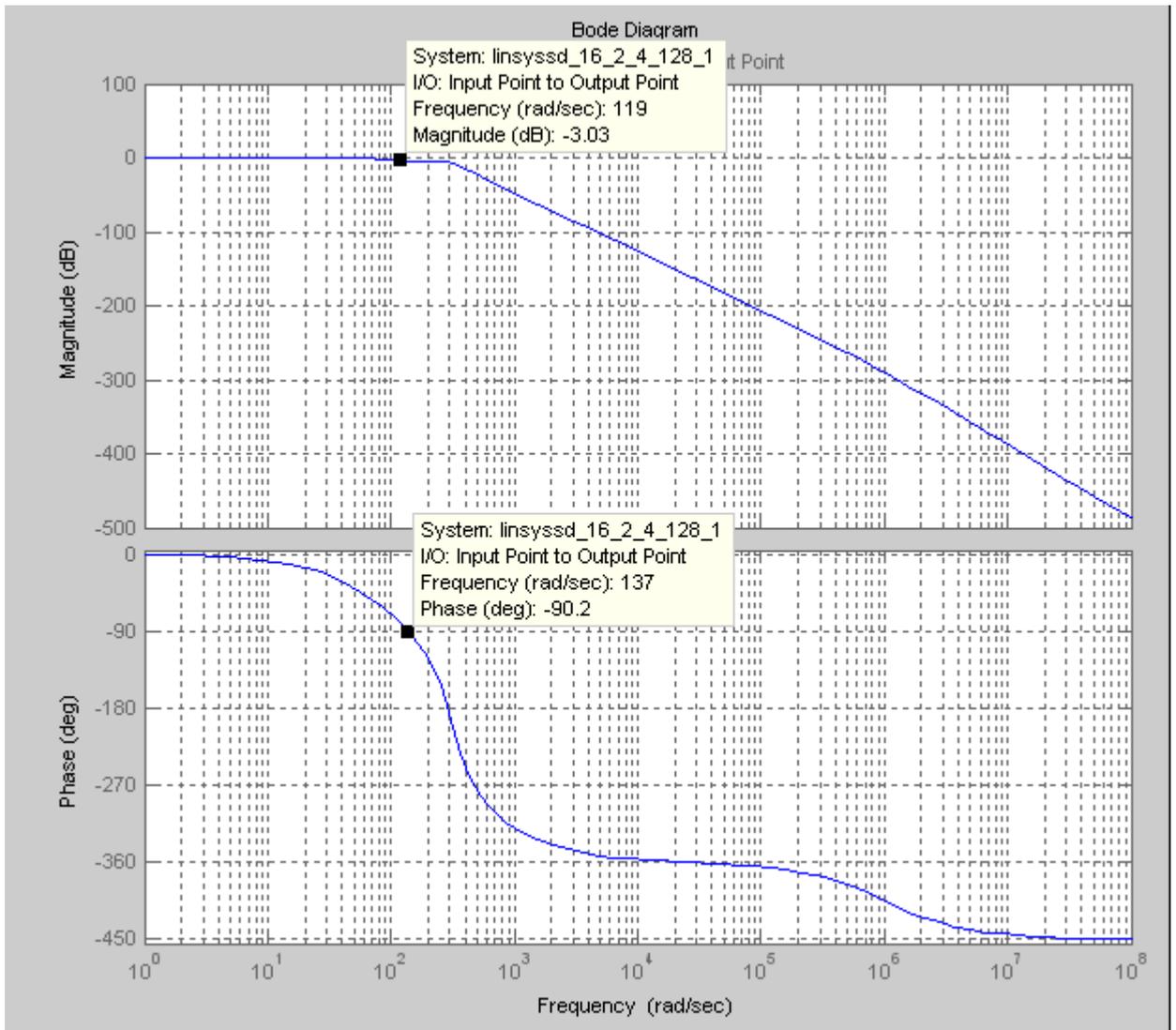


Рисунок 2.8 – Частотные характеристики следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем при $T_{cn} = 0,0016$ с

Анализ построенных графиков показывает, что время переходного процесса по управлению составляет $t_{mn} = 0,0369$ с, а перерегулирование – $\sigma = 0,797\%$. Динамический провал при набросе момента нагрузки в 1 Нм не превышает $\Delta x_{\max} = 3,43$ дискрет датчика положения, а статическая ошибка позиционирования равна нулю.

Полоса частот пропускания следящего электропривода, если судить по спаду амплитудной характеристики на 3 дБ, составляет 119 рад/с или 18,94 Гц. Если за полосу пропускания принять частоту, на которой фазовый сдвиг достигает -90° , то эта величина равна 137 рад/с или 21,8 Гц.

Такое быстродействие невозможно получить ни в одном современном следящем электроприводе, построенном по принципу СПР. Причем при расчете специально принята величина постоянной времени силового преобразователя $T_{cn} = 8T_{cn}^k = 0,0016$ с, чтобы в дальнейшем получить адекватное сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными.

Одной из причин большого периода замыкания программного цикла базового следящего электропривода Simovert Masterdrives Motion Control является сложность заложенных в него вычислений, связанных с математической моделью синхронного (или асинхронного) электродвигателя.

Предлагаемый подход к построению электропривода подразумевает минимум вычислений, связанных только с программной реализацией регуляторов. Современные микропроцессоры, в частности применяемые в преобразователе Simovert Masterdrives Motion Control, позволяют провести расчеты с частотой коммутации силовых транзисторов. Поэтому если за величину постоянной времени силового преобразователя принять величину $T_{cn}^k = 0,0002$ с, то расчетные значения параметров регуляторов будут равны: $k_{nd} = 256$; $T_{nd} = 0,0045$ с; $k_n = 32$; $T_u = 0,002$ с; $k_{occ} = 0,0256$ с.

Расчетная модель следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем при $T_{cn} = 0,0002$ с приведена на рисунке 2.9. С ее помощью построены графики переходных процессов по управлению (рисунок 2.10) и возмущению (рисунок 2.11), а также частотные характеристики электропривода (рисунок 2.12). Анализ построенных графиков показывает, что время переходного процесса по управлению составляет $t_{mn} = 0,0046$ с, а перерегулирование – $\sigma = 0,304\%$. Динамический провал при набросе момента нагрузки в 1 Нм не превышает $\Delta x_{\max} = 0,0425$ мкм. Полоса частот пропускания следящего электропривода, если судить по спаду амплитудной характеристики на 3 дБ, составляет 849 рад/с или 135,2 Гц. Если за полосу пропускания принять частоту, на которой фазовый сдвиг достигает -90° , то эта величина принимает значения 826 рад/с или 131,5 Гц.

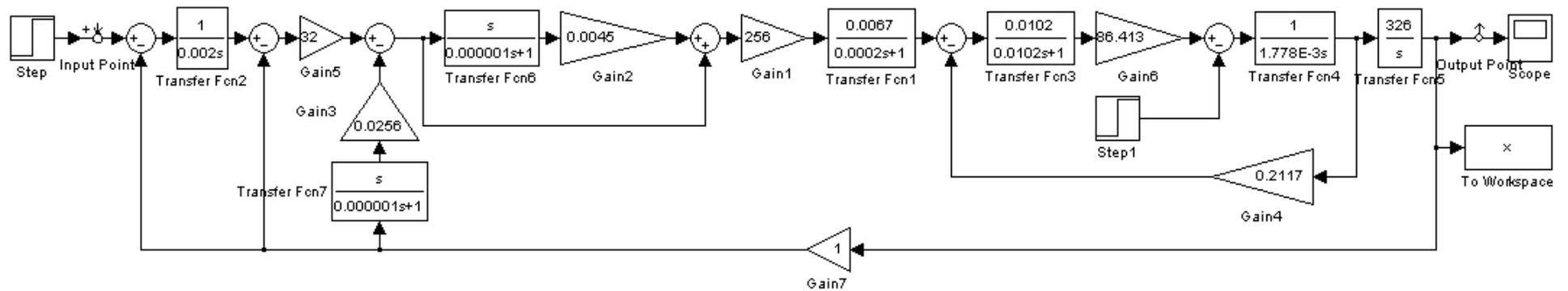


Рисунок 2.9 – Расчетная модель следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем при $T_{cn} = 0,0002$ с

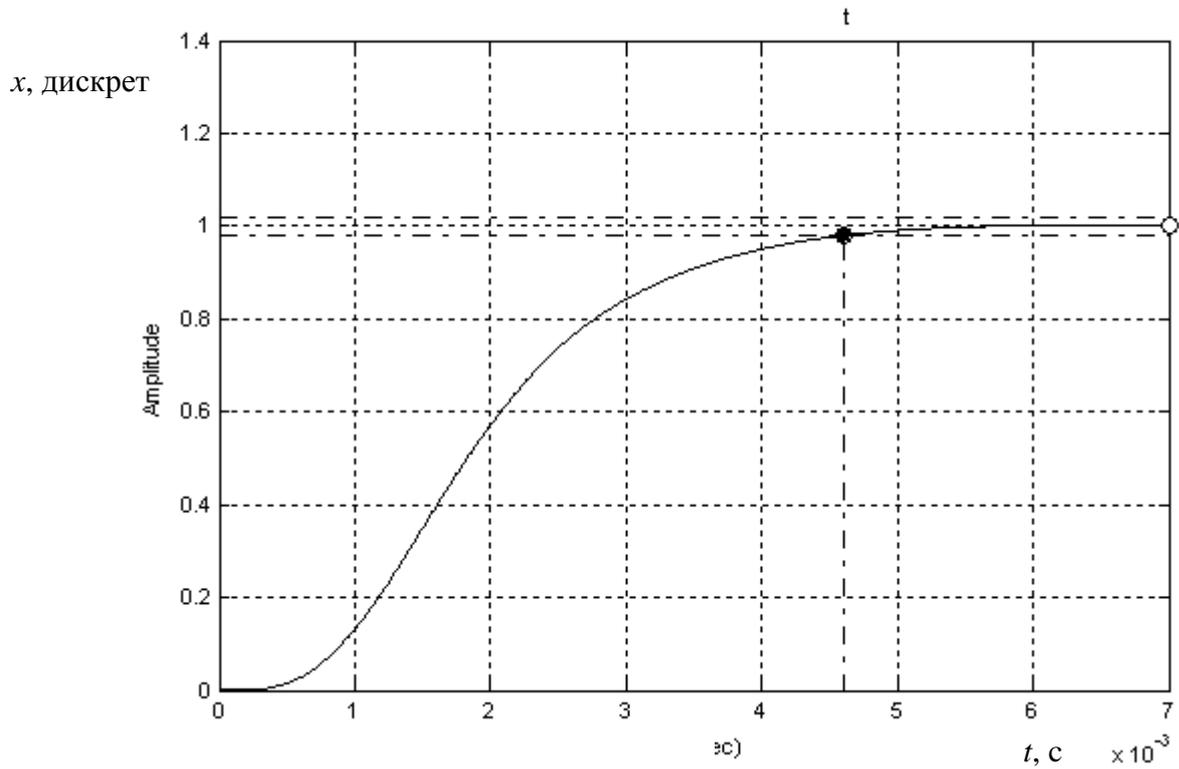


Рисунок 2.10 – Переходный процесс в следящем электроприводе по управляющему воздействию при $T_{cn} = 0,0002$ с

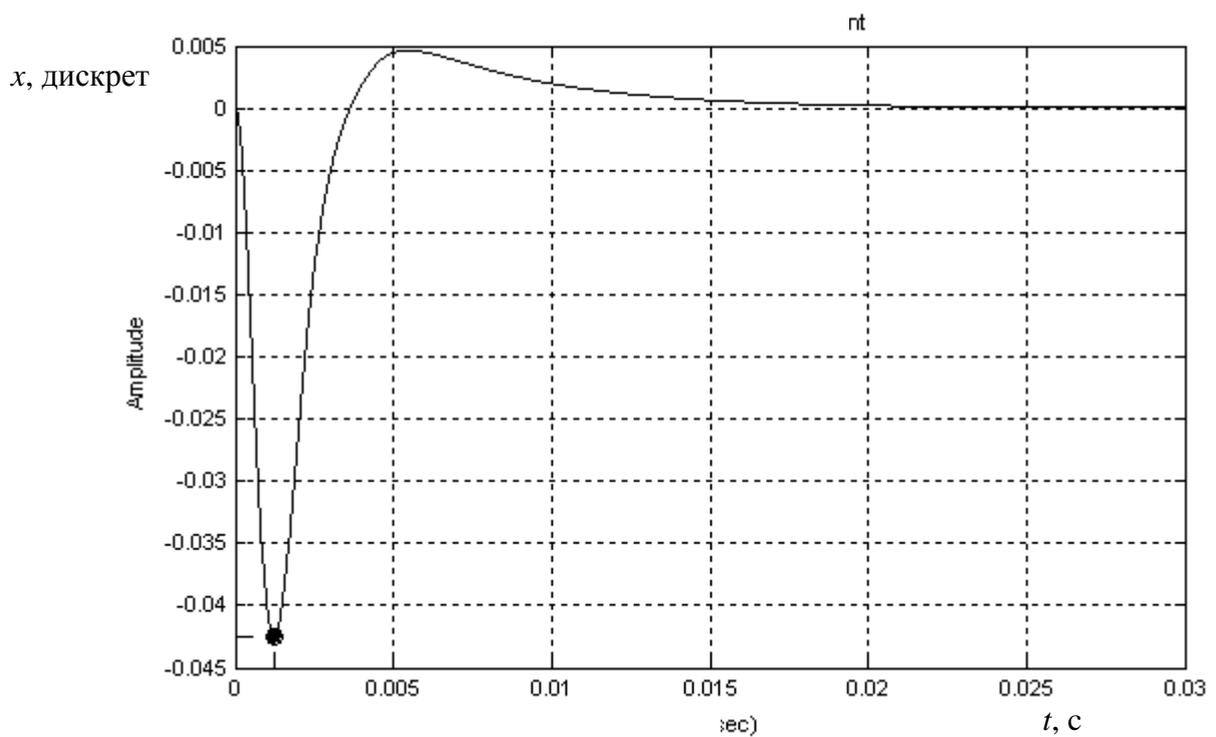


Рисунок 2.11 – Переходный процесс в следящем электроприводе по возмущающему воздействию при $T_{cn} = 0,0002$ с

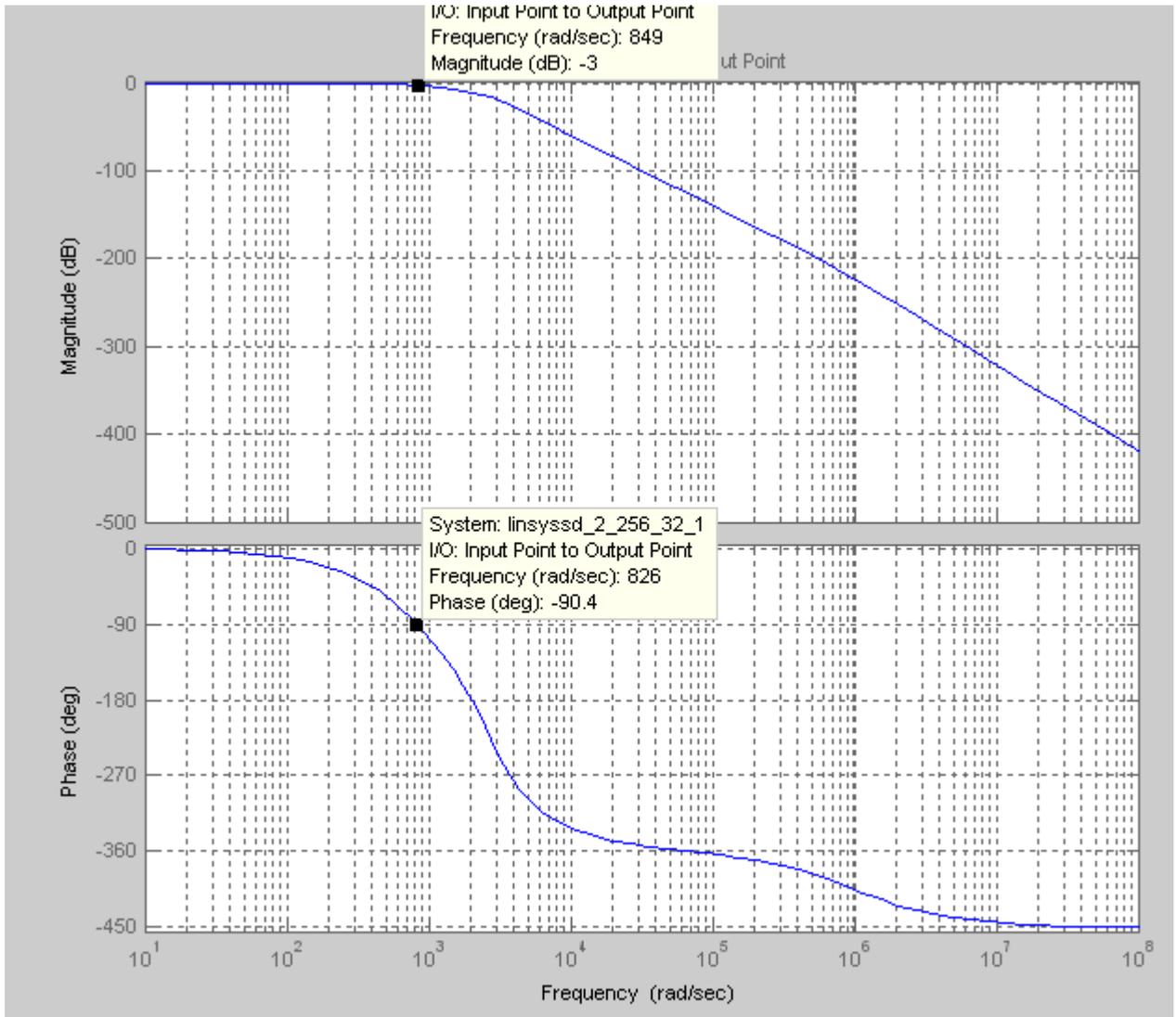


Рисунок 2.12 – Частотные характеристики следящего электропривода с двигателем постоянного тока при $T_{cn} = 0,0002$ с

Полученные результаты позволяют констатировать, что следящий электропривод, построенный по предложенному варианту, обладает очень высоким быстродействием и абсолютной статической точностью. Причем по показателям быстродействия он превосходит не только системы подчиненного регулирования, но и следящие электроприводы, построенные по принципам многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [31].

Следует также отметить, что разработанная методика синтеза регуляторов автоматически обеспечивает условия устойчивости электропривода (2.8).

2.8 Анализ динамических ошибок слежения в разрабатываемом электроприводе

Несмотря на высокое быстродействие, разрабатываемый следящий электропривод с синхронным исполнительным двигателем обладает определенной инерционностью и, как следствие, динамическими ошибками при обработке задающего воздействия. Проанализируем возможные величины динамических ошибок при обработке двух наиболее характерных для следящего электропривода видов задающих сигналов: изменяющихся во времени с постоянной скоростью и с постоянным ускорением [2].

Из передаточной функции (2.6) замкнутого электропривода следует, что изображение сигнала обратной связи внешнего контура равно:

$$x_{oc}(p) = \frac{(T_{nd}p + 1)x_3(p)}{a_0p^5 + a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p + 1}.$$

Отсюда получается аналитическое выражение для изображения сигнала ошибки на входе интегрального регулятора:

$$\varepsilon(p) = x_3(p) - x_{oc}(p) = \frac{[a_0p^5 + a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + (a_4 - T_{nd})p]x_3(p)}{a_0p^5 + a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p + 1}. \quad (2.51)$$

Формула (2.51) позволяет определить изображения и установившиеся значения ошибок слежения при любом виде задающего воздействия. Действительно, если задающий сигнал изменяется во времени с постоянной скоростью V_3 , то можно определить изображение так называемой скоростной ошибки [2]. Для этого подставим в (2.48) изображение Карсона-Хевисайда такого типа сигнала:

$$x_3(p) = \frac{V_3}{p}.$$

После подстановки получим изображение скоростной ошибки:

$$\varepsilon_c(p) = \frac{[a_0p^4 + a_1p^3 + a_2p^2 + a_3p + (a_4 - T_{nd})]V_3}{a_0p^5 + a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p + 1}. \quad (2.52)$$

Из (2.49) вытекает установившееся значение скоростной ошибки:

$$\varepsilon_c^{ycm} \Big|_{p \rightarrow 0} = (a_4 - T_{nd})V_3.$$

С учетом того, что $a_4 = T_{nd} + T_u$,

$$\varepsilon_c^{ycm} = T_u V_3.$$

Для рассматриваемого следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем при $T_{cn} = 0,0016$ с, $T_u = 0,0128$ с и заданной скорости, например $V_3 = \omega_3 = 314$ рад/с, величина скоростной ошибки будет равна 4,0192 радиан или 230,283 угловых градусов или 1310 дискрет датчика угла поворота. Если $T_{cn} = 0,0002$ с, то настройка интегрального регулятора определяется постоянной времени $T_u = 0,002$ с. В этом случае при той же заданной скорости ожидаемое значение скоростной ошибки будет равно 0,628 радиан или 35,982 угловых градусов или 204 дискреты датчика угла поворота. Уменьшение величины заданной скорости приведет к пропорциональному изменению скоростной ошибки.

Если в выражение (2.52) подставить изображение задающего сигнала, изменяющегося с постоянным ускорением α_3 ,

$$x_3(p) = \frac{a_3}{p^2},$$

где $a_{зад}$ – заданная величина ускорения,

то получим изображение ошибки по ускорению:

$$\varepsilon_y(p) = \frac{[a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + (a_4 - T_{nd})] a_{зад}}{(a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + 1) p}. \quad (2.53)$$

Из (2.53) следует, что установившееся значение ошибки по ускорению равно бесконечности:

$$\varepsilon_y^{ycm} \Big|_{p \rightarrow 0} = \infty.$$

2.9 Компенсация динамических ошибок слежения в разрабатываемом электроприводе

Для компенсации динамических ошибок слежения воспользуемся принципом инвариантности [64, 65] и введем в систему электропривода корректирующее устройство по управляющему воздействию (рисунок 2.13). Для обеспечения полной инвариантности, когда установившаяся ошибка слежения равна нулю при любой форме задающего воздействия, корректирующее устройство должно иметь передаточную функцию [65]:

$$W_{\text{кy}}(p) = \frac{1}{W_{p3}(p)},$$

где $W_{p3}(p)$ – передаточная функция третьего разомкнутого контура.

В соответствии со структурной схемой электропривода, приведенной на рис. 2.13, и с учетом формулы (2.5)

$$W_{p3}(p) = \frac{T_{\text{нд}}p + 1}{T_u p \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{\text{cn}}}{k_2} p^4 + \frac{T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{\text{cn}}}{k_2} p^3 + \frac{T_{\text{cn}} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{\text{нд}}}{k_2} p^2 + \left(\frac{1 + k_1}{k_2} + T_{\text{нд}} \right) p + 1 \right]}.$$

Отсюда следует требуемая передаточная функция корректирующего устройства, обеспечивающего полную инвариантность электропривода по отношению к управляющему воздействию:

$$W_{\text{кy}}(p) = \frac{B_0 p^5 + B_1 p^4 + B_2 p^3 + B_3 p^2 + B_4 p}{T_{\text{нд}} p + 1}, \quad (2.54)$$

$$\text{где } B_0 = \frac{T_{\kappa}^2 T_{\text{cn}} T_u}{k_2}; \quad B_1 = \frac{(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{\text{cn}}) T_u}{k_2}; \quad B_2 = \frac{(T_{\text{cn}} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{\text{нд}}) T_u}{k_2};$$

$$B_3 = \left(\frac{1 + k_1}{k_2} + T_{\text{нд}} \right) T_u; \quad B_4 = T_u$$

Формула (2.54) показывает, что для полной инвариантности необходимо в закон управления ввести пять производных от задающего воздействия с соответствующими коэффициентами.

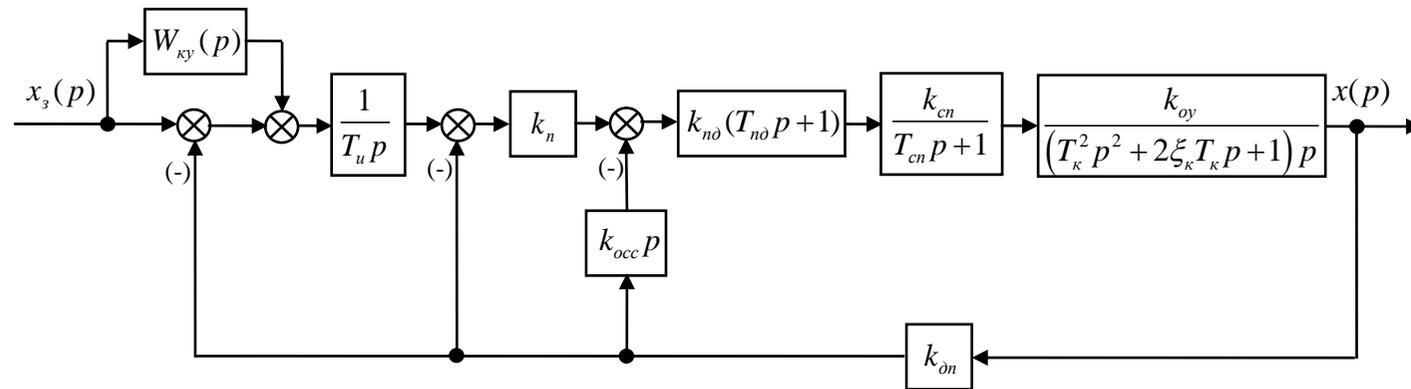


Рисунок 2.13 – Структурная схема следящего электропривода с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию

Кроме того, корректирующее устройство должно иметь в своем составе апериодический фильтр с постоянной времени T_{nd} . Известно, что производные выше второго порядка в законах управления не используют. Поэтому ограничимся введением в корректирующее устройство двух производных от задающего воздействия, что обеспечит инвариантность с точностью до некоторой величины ошибки ε . При этом передаточная функция (2.54) примет вид:

$$W_{ky}(p) = \frac{\left(\frac{1+k_1}{k_2} + T_{nd}\right)T_u p^2 + T_u p}{T_{nd}p + 1}. \quad (2.55)$$

Очевидно, что апериодическая составляющая в (2.54) и (2.55) вызвана наличием в передаточной функции (2.6) замкнутого электропривода форсирующего звена с постоянной времени T_{nd} . Однако синтез регуляторов, проведенный в предыдущих разделах, подразумевает компенсацию этого нуля за счет соответствующего выбора параметров. Поэтому для выбора передаточной функции корректирующего устройства по управляющему воздействию воспользуемся приближением (2.30) или формулой (2.33). При этом учтем, что в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 2.12, условию полной инвариантности будет соответствовать равенство:

$$\left[W_{ky}(p) + 1\right]W_3(p) = \frac{1}{k_{on}}.$$

Отсюда следует, что передаточная функция корректирующего устройства по управляющему воздействию должна быть равна:

$$\begin{aligned} W_{ky}(p) = & \frac{T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u}{k_2 T_{nd}} p^4 + \frac{\left[\left(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}\right)T_{nd} - T_{\kappa}^2 T_{cn}\right]T_u}{k_2 T_{nd}^2} p^3 + \\ & + \frac{\left[\left(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}\right)T_{nd}^2 - \left(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}\right)T_{nd} + T_{\kappa}^2 T_{cn}\right]T_u}{k_2 T_{nd}^3} p^2 + \\ & + \frac{\left[\left(1 + k_1 + k_2 T_{nd}\right)T_{nd}^3 - \left(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}\right)T_{nd}^2 + \left(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}\right)T_{nd} - T_{\kappa}^2 T_{cn}\right]T_u}{k_2 T_{nd}^4} p \end{aligned}$$

Ограничиваясь применением только двух производных от задающего воздействия, выберем для разрабатываемого следящего электропривода корректирующее устройство вида:

$$W_{\text{кy}}(p) = \frac{\left[(T_{\text{cn}} + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} + k_1 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^2 - (T_{\text{к}}^2 + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} T_{\text{cn}}) T_{\text{нд}} + T_{\text{к}}^2 T_{\text{cn}} \right] T_u}{k_2 T_{\text{нд}}^3} p^2 + \frac{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^3 - (T_{\text{cn}} + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} + k_1 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^2 + (T_{\text{к}}^2 + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} T_{\text{cn}}) T_{\text{нд}} - T_{\text{к}}^2 T_{\text{cn}} \right] T_u}{k_2 T_{\text{нд}}^4} p \quad (2.56)$$

Структурные особенности предлагаемого электропривода позволяют реализовать передаточную функцию (2.56) с использованием только первой производной от управляющего воздействия. Действительно, эквивалентные преобразования приводят к структурной схеме, представленной на рис. 2.13 [66]. На структурной схеме приняты следующие новые обозначения:

$$T_{\text{кy}} = \frac{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^3 - (T_{\text{cn}} + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} + k_1 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^2 + (T_{\text{к}}^2 + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} T_{\text{cn}}) T_{\text{нд}} - T_{\text{к}}^2 T_{\text{cn}} \right] T_u}{k_2 T_{\text{нд}}^4}; \quad (2.57)$$

$$k_{\text{кy}} = \frac{\left[(T_{\text{cn}} + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} + k_1 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^2 - (T_{\text{к}}^2 + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} T_{\text{cn}}) T_{\text{нд}} + T_{\text{к}}^2 T_{\text{cn}} \right] T_{\text{нд}}}{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^3 - (T_{\text{cn}} + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} + k_1 T_{\text{нд}}) T_{\text{нд}}^2 + (T_{\text{к}}^2 + 2\xi_{\text{к}} T_{\text{к}} T_{\text{cn}}) T_{\text{нд}} - T_{\text{к}}^2 T_{\text{cn}} \right] T_u}. \quad (2.58)$$

Корректирующее устройство разбито на два звена: дифференцирующее с передаточной функцией $W_{\text{кy1}}(p) = T_{\text{кy}} p$ и пропорциональное с коэффициентом передачи $k_{\text{кy}}$, причем дополнительные воздействия вводятся в замкнутую систему в двух местах – до и после интегрального регулятора. Очевидно, что выбор параметров модернизированного корректирующего устройства в соответствии с формулами (2.57) и (2.58) позволяет получить такой же эффект, как и при использовании передаточной функции (2.56).

Анализ динамических ошибок слежения в электроприводе со структурной схемой, приведенной на рис. 2.14, показывает, что установившиеся значения скоростной ошибки и ошибки по ускорению принципиально равны нулю.

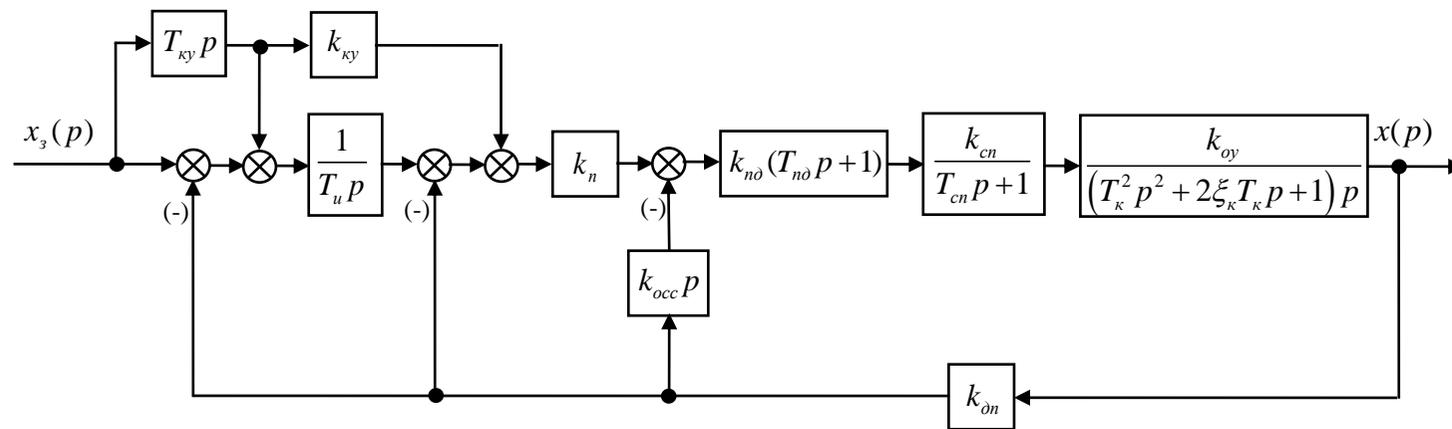


Рисунок 2.14 – Эквивалентная структурная схема следящего электропривода с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию

Действительно, изображение ошибки слежения в самом общем случае равно:

$$\varepsilon(p) = x_3(p) - x_{oc}(p) = \frac{(a_{02}p + a_{12})p^3 x_3(p)}{a_{02}p^4 + a_{12}p^3 + a_{22}p^2 + a_{32}p + 1}, \quad (2.59)$$

где $a_{02} = \frac{T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u}{k_2 T_{n\delta}}$;

$$a_{12} = \frac{\left[(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\delta} - T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\delta}^2};$$

$$a_{22} = \frac{\left[(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\delta}) T_{n\delta}^2 - (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\delta} + T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\delta}^3};$$

$$a_{32} = \frac{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{n\delta}) T_{n\delta}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\delta}) T_{n\delta}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\delta} - T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\delta}^4}.$$

Из (2.59) следует, что при задающем воздействии, изменяющемся с постоянной скоростью $x_3(p) = \frac{V_3}{p}$, изображение скоростной ошибки имеет вид:

$$\varepsilon_c(p) = \frac{(a_{02}p + a_{12})p^2 \omega_3}{a_{02}p^4 + a_{12}p^3 + a_{22}p^2 + a_{32}p + 1},$$

а ее установившееся значение всегда равно нулю:

$$\varepsilon_c^{уст} |_{p \rightarrow 0} = 0.$$

Аналогичный результат получается при задающем воздействии, изменяющемся с постоянным ускорением

$$x_3(p) = \frac{\alpha_{зад}}{p^2}.$$

Изображение ошибки по ускорению:

$$\varepsilon_y(p) = \frac{(a_{02}p + a_{12})p \alpha_{зад}}{a_{02}p^4 + a_{12}p^3 + a_{22}p^2 + a_{32}p + 1}.$$

Установившееся значение ошибки по ускорению, если пренебречь ограничением сигналов по уровню, также равно нулю:

$$\varepsilon_y^{уст} |_{p \rightarrow 0} = 0.$$

Кроме компенсации динамических ошибок слежения корректирующее устройство по управляющему воздействию расширяет полосу частот пропускания следящего электропривода. Расчетная модель (рисунок 2.15) позволяет построить частотные характеристики разрабатываемого электропривода (рисунок 2.16).

Моделирование проводилось при настройках регуляторов, выбранных для синхронного электродвигателя 1FK7060-5AF71 при величине постоянной времени силового преобразователя $T_{cn} = 0,0016$ с. При этом значения параметров корректирующего устройства рассчитывались по формулам (2.57) и (2.58): $T_{кy} = 0,0142$ с, $k_{кy} = 0,2974$. Анализ частотных характеристик показывает, что если за полосу пропускания принять частоту, на которой фазовый сдвиг достигает -90° , то эта величина равна 357 рад/с или 56,82 Гц. Следовательно, введение в систему корректирующего устройства по управляющему воздействию расширяет полосу пропускания частот следящего электропривода в 2,6 раз.

При постоянной времени силового преобразователя $T_{cn} = 0,0002$ с и соответствующем наборе параметров регуляторов: $k_{nd} = 256$; $T_{nd} = 0,0045$ с; $k_n = 32$; $T_u = 0,002$ с, – настройки корректирующего устройства по управляющему воздействию принимают следующие значения:

$$T_{кy} = 0,00202 \text{ с}, k_{кy} = 0,3805.$$

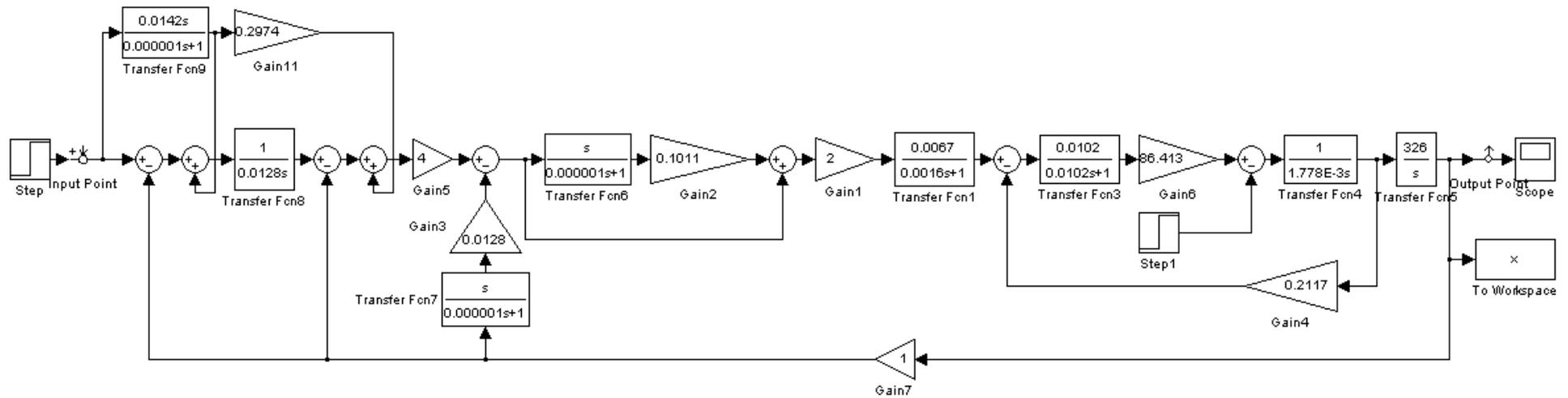


Рисунок 2.15 – Расчетная модель следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T_{cn} = 0,0016$ с

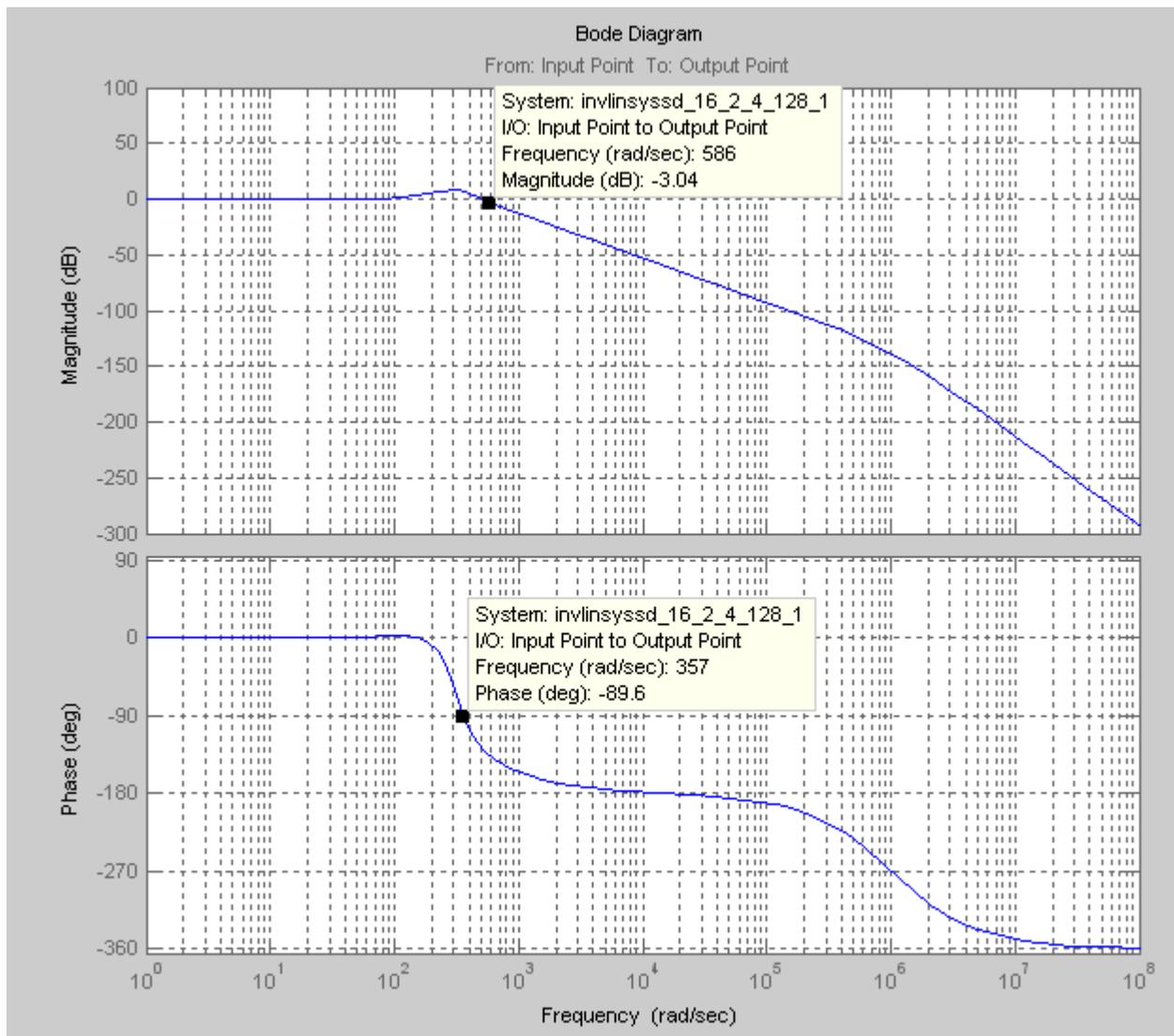


Рисунок 2.16 – Частотные характеристики следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T_{cn} = 0,0016$ с

Расчетная модель (рисунок 2.17) позволяет построить частотные характеристики следящего электропривода для этого случая (рисунок 2.18). Анализ графиков показывает, что полоса пропускания частот внешнего контура составляет как минимум 3500 рад/с или 557 Гц. Опять же следует подчеркнуть, что ни один современный следящий электропривод не обладает таким высоким быстродействием и частотными характеристиками.

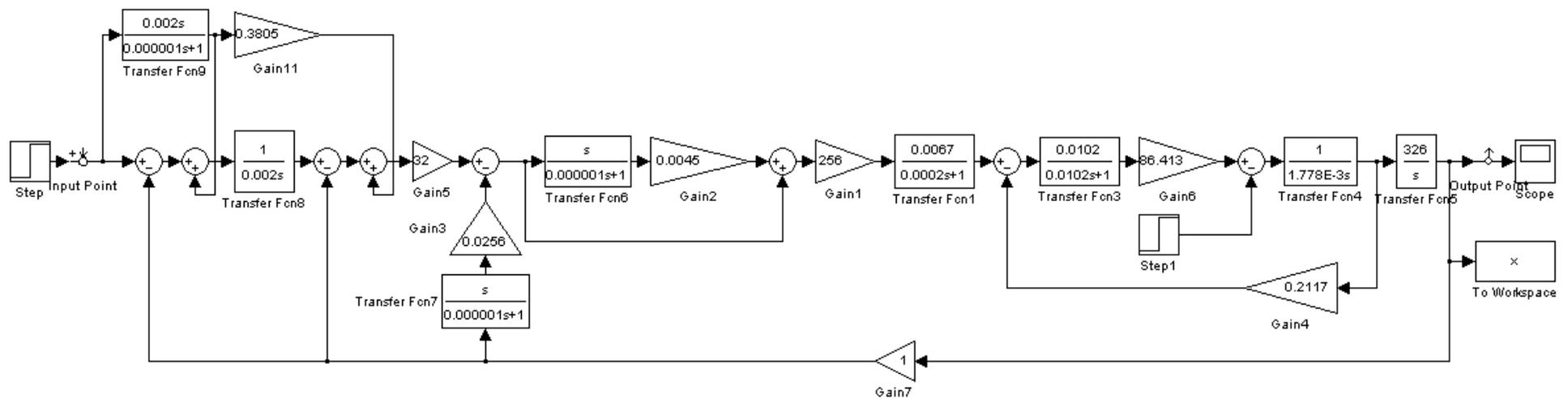


Рисунок 2.17 – Расчетная модель следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T_{cn} = 0,0002$ с

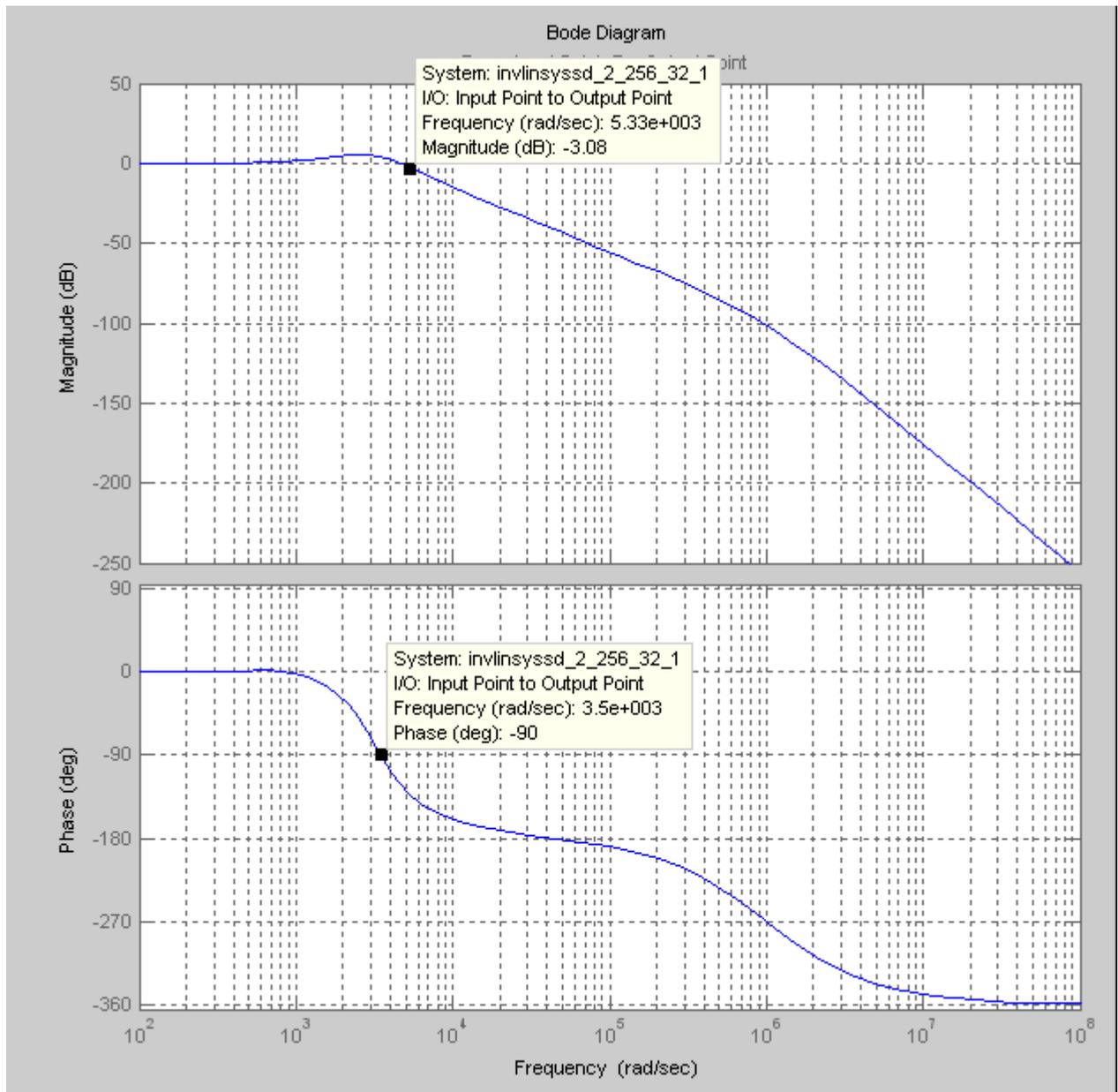


Рисунок 2.18 – Частотные характеристики следящего электропривода с двигателем постоянного тока с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T_{cn} = 0,0002$ с

2.10 Выводы по второй главе

1. Сформулированы критерии синтеза следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.
2. Произведен структурный и параметрический синтез трехконтурного следящего электропривода с внутренним контуром скорости и двумя контурами положения.
3. Найдены передаточные функции следящего электропривода, определены условия его устойчивости.
4. Разработана методика синтеза регуляторов предлагаемого электропривода с синхронным исполнительным двигателем.
5. Методом компьютерного моделирования исследованы статические и динамические свойства разработанного следящего электропривода.
6. Показано, что предлагаемый подход к построению следящей системы управления синхронным электродвигателем обладает высоким быстродействием при относительной простоте технической реализации.
7. Синтезировано корректирующее устройство, позволяющее с помощью лишь одной производной по управляющему воздействию скомпенсировать скоростную ошибку и ошибку по ускорению, а также существенно расширить полосу частот пропускания следящего электропривода.
8. Структурные особенности и простота технической реализации позволяют достичь у предлагаемого следящего электропривода показателей качества регулирования, превосходящих аналогичные параметры всех известных следящих систем.

3 ДОСТИЖИМЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ЦИФРОВОГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С СИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Подавляющее большинство современных позиционно-следящих электроприводов, применяемых в прецизионном станкостроении, создано посредством использования цифровой микропроцессорной техники. Электропривод Simover Masterdrives Motion Control, находящий применение в поворотном столе модели СКЗ6-1202 и взятый за основу для технической реализации новой разрабатываемой системы, также является микропроцессорным, причем все сигналы управления формируются в цифровом виде, вплоть до выдачи воздействий на транзисторы силового преобразователя. Очевидно, что в цифровом электроприводе будут наблюдаться процессы квантования по времени и по уровню. Учету этих явлений и посвящена настоящая глава.

3.1 Структурная схема цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Явлением квантования по уровню в электроприводе Simover Masterdrives Motion Control на первом этапе можно пренебречь, поскольку в нем практически все промежуточные величины вычисляются в 16- и 32-разрядной двоичной сетке [41] и цена одной дискреты относительно максимальной величины операнда очень мала.

Влияние квантования по времени на работу цифровой системы управления можно учесть с помощью математического аппарата z-преобразований [50], который базируется на дискретном преобразовании Лапласа для решетчатой функции.

Структурная схема разрабатываемого цифрового следящего электропривода с учетом процесса квантования по времени (без корректирующего устройства по управляющему воздействию) приведена на рисунке 3.1.

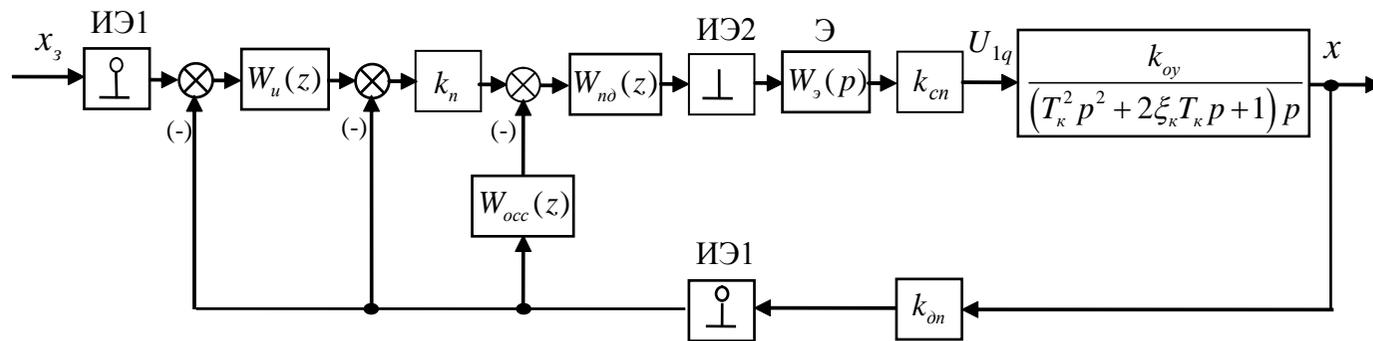


Рисунок 3.1 – Структурная схема цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени

На структурной схеме приняты следующие сокращения: ИЭ1 – идеальный импульсный элемент первого рода; ИЭ2 – идеальный импульсный элемент второго рода; Э – экстраполятор нулевого порядка. ИЭ1 превращает непрерывную функцию времени в решетчатую. ИЭ2 преобразует дискретную последовательность цифрового кода с выхода пропорционально-дифференциального регулятора в последовательность δ -функций, которые представляют собой бесконечные по высоте и бесконечно короткие импульсы. Экстраполятор нулевого порядка в течение такта значения превращает эти импульсы в постоянные, которые воздействуют на непрерывный объект управления (силовой преобразователь, синхронный электродвигатель и поворотный стол). Следует отметить, что функцию экстраполятора нулевого порядка в рассматриваемом электроприводе выполняет непосредственно силовой преобразователь. Введение в структурную схему идеального импульсного элемента второго рода произведено с целью формального изображения экстраполятора в виде динамического звена с передаточной функцией $W_s(p)$. Цифровое управляющее устройство представлено дискретными передаточными функциями регуляторов – пропорционально-дифференциального $W_{nd}(z)$, пропорционального k_n и интегрального $W_u(z)$, сравнивающими устройствами, а также дифференцирующим звеном $W_{occ}(z)$, преобразующим сигнал датчика положения в цифровой код, пропорциональный скорости вращения.

При переходе к z -преобразованиям и дискретным передаточным функциям структурная схема цифрового следящего электропривода принимает вид, показанный на рисунке 3.2 [67]. Непрерывный объект управления с учетом экстраполятора нулевого порядка представлен дискретной передаточной функцией $W_0(z)$.

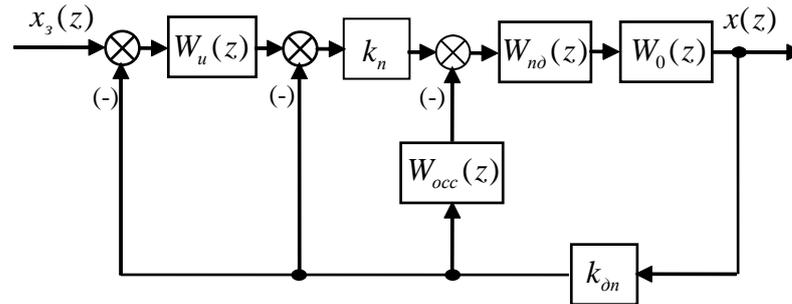


Рисунок 3.2 – Структурная схема цифрового следящего электропривода с учетом дискретных передаточных функций.

3.2 Дискретные передаточные функции цифрового управляющего устройства и непрерывного объекта управления в следящем электроприводе с синхронным исполнительным двигателем

В состав цифрового управляющего устройства разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем входят пропорционально-дифференциальный, пропорциональный и интегральный регуляторы. Следует отметить, что вид дискретных передаточных функций цифровых регуляторов полностью определяется алгоритмом их функционирования [50]. Поэтому, исходя из того, что в разработанном следящем электроприводе процедура дифференцирования будет осуществляться методом вычисления первой обратной разности, а интегрирование будет производиться нахождением полной суммы, найдем дискретные передаточные функции регуляторов.

Дискретная передаточная функция пропорционально-дифференциального регулятора принимает вид

$$W_{nd}(z) = \frac{k_{nd}(T_{nd} + T)}{T} \frac{\left(z - \frac{T_{nd}}{T_{nd} + T} \right)}{z}, \quad (3.1)$$

где $z = e^{pT}$ – комплексная переменная;

T – период дискретизации по времени.

Передаточная функция регулятора второго контура представляет собой пропорциональное звено с коэффициентом передачи

$$W_n(z) = k_n. \quad (3.2)$$

Дискретная передаточная функция интегрального регулятора внешнего контура описывается формулой

$$W_u(z) = \frac{Tz}{T_u(z-1)}. \quad (3.3)$$

Передаточная функция дифференцирующего звена в цепи обратной связи по скорости определяется выражением

$$W_{occ}(z) = \frac{k_{occ}(z-1)}{Tz}. \quad (3.4)$$

Дискретная передаточная функция объекта управления с учетом экстраполятора нулевого порядка определяется по известному правилу [50]:

$$W_0(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_n(p)}{p} \right\}.$$

Поскольку для разрабатываемого электропривода

$$W_n(p) = \frac{k_{cn}k_{oy}}{(T_\kappa^2 p^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa p + 1)p},$$

дискретная передаточная функция объекта управления с учетом экстраполятора нулевого порядка может быть записана следующим образом [68]:

$$W_0(z) = \frac{x(z)}{N_{no}(z)} = k_{cn}k_{oy} \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1}{p^2(T_\kappa^2 p^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa p + 1)} \right\}.$$

Представив выражение в фигурных скобках в виде суммы элементарных дробей и используя таблицы z -преобразований, можно получить искомую передаточную функцию [68]:

$$W_0(z) = \frac{x(z)}{N_{no}(z)} = k_{cn}k_{oy} \frac{az^2 + bz + c}{(z-1)(z^2 - 2zd \cos \beta T + d^2)}, \quad (3.5)$$

$$\text{где } a = T - 2\xi_{\kappa}T_{\kappa}(1 - d \cos \beta T) - \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^2}{\beta} d \sin \beta T; \quad d = e^{-\frac{\xi_{\kappa}T}{T_{\kappa}}}; \quad \beta = \frac{\sqrt{1 - \xi_{\kappa}^2}}{T_{\kappa}};$$

$$b = 2 \left[\xi_{\kappa}T_{\kappa}(1 - d^2) + \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^2}{\beta} d \sin \beta T - Td \cos \beta T \right];$$

$$c = Td^2 + 2\xi_{\kappa}T_{\kappa}(d^2 - d \cos \beta T) - \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^2}{\beta} d \sin \beta T.$$

3.3 Дискретные передаточные функции замкнутых контуров цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Переход к дискретным передаточным функциям и структуре, представленной на рисунке 3.2, позволяет найти передаточные функции как отдельных контуров управления, так и всего цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. В частности, для определения дискретной передаточной функции первого (внутреннего) замкнутого контура можно воспользоваться следующей структурной схемой (рисунок 3.3).

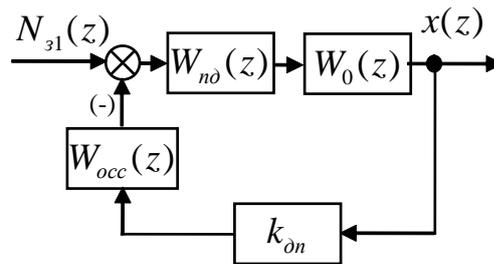


Рисунок 3.3. – Структурная схема для расчета дискретной передаточной функции первого (внутреннего) контура следящего электропривода

С учетом формул (3.1) – (3.5) и полагая, что правила преобразования структурных схем цифровых систем управления аналогичны правилам преобразования структурных схем непрерывных систем, найдем дискретную передаточную функцию внутреннего замкнутого контура:

$$W_1(z) = \frac{x(z)}{N_{31}(z)} = \frac{b_{03}z^4 + b_{13}z^3 + b_{23}z^2 + b_{33}z}{z^5 + a_{13}z^4 + a_{23}z^3 + a_{33}z^2 + a_{43}z + a_{53}}, \quad (3.6)$$

$$\text{где } b_{03} = \frac{k_{n\partial}k_{cn}k_{oy}a(T_{n\partial} + T)}{T}; \quad b_{13} = \frac{k_{n\partial}k_{cn}k_{oy}(T_{n\partial} + T)}{T} \left(b - \frac{aT_{n\partial}}{T_{n\partial} + T} \right);$$

$$b_{23} = -\frac{k_{n\partial}k_{cn}k_{oy}(T_{n\partial} + T)}{T} \left(\frac{bT_{n\partial}}{T_{n\partial} + T} - c \right); \quad b_{33} = -\frac{k_{n\partial}k_{cn}k_{oy}cT_{n\partial}}{T};$$

$$a_{13} = -\left[1 + 2d \cos \beta T - \frac{k_1 a (T_{III} + T)}{T^2} \right]; \quad a_{43} = \frac{k_1 [(b - 2c)T_{n\partial} - cT]}{T^2};$$

$$a_{23} = d^2 + 2d \cos \beta T + \frac{k_1 [(b - 2a)T_{n\partial} + (b - a)T]}{T^2};$$

$$a_{33} = -\left\{ d^2 + \frac{k_1 [(2b - a - c)T_{n\partial} + (b - c)T]}{T^2} \right\}; \quad a_{53} = \frac{k_1 c T_{n\partial}}{T^2}.$$

Структурная схема для расчета дискретной передаточной функции второго замкнутого контура принимает вид, представленный на рисунке 3.4.

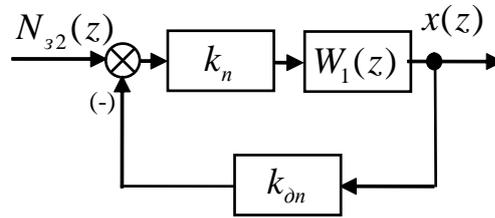


Рисунок 3.4. – Структурная схема для расчета дискретной передаточной функции второго замкнутого контура следящего электропривода

В соответствии с этой структурной схемой и выражением (3.6) дискретная передаточная функция второго контура:

$$W_2(z) = \frac{k_n W_1(z)}{1 + k_n k_{\partial n} W_1(z)} = \frac{b_{04}z^4 + b_{14}z^3 + b_{24}z^2 + b_{34}z}{z^5 + a_{14}z^4 + a_{24}z^3 + a_{34}z^2 + a_{44}z + a_{54}},$$

$$\text{где } b_{04} = \frac{k_2 a (T_{n\partial} + T)}{k_{\partial n} T}; \quad b_{14} = \frac{k_2}{k_{\partial n} T} [(b - a)T_{n\partial} + bT]; \quad b_{24} = -\frac{k_2}{k_{\partial n} T} [(b - c)T_{n\partial} - cT];$$

$$b_{34} = -\frac{k_2 c T_{n\partial}}{k_{\partial n} T}; \quad a_{14} = -\left[1 + 2d \cos \beta T - \frac{(k_1 + k_2 T) a_1 (T_{n\partial} + T)}{T^2} \right];$$

$$a_{24} = d^2 + 2d \cos \beta T + \frac{k_1 [(b-2a)T_{n0} + (b-a)T]}{T^2} + \frac{k_2 [(b-a)T_{n0} + bT]}{T};$$

$$a_{34} = - \left\{ d^2 + \frac{k_1 [(2b-a-c)T_{n0} + (b-c)T]}{T^2} + \frac{k_2 [(b-c)T_{n0} - cT]}{T} \right\};$$

$$a_{44} = \frac{k_1 [(b-2c)T_{n0} - cT]}{T^2} - \frac{k_2 c T_{n0}}{T}; \quad a_{54} = \frac{k_1 c T_{n0}}{T^2}.$$

Структурную схему для расчета дискретной передаточной функции третьего замкнутого контура можно представить в следующем виде (рис. 3.5).

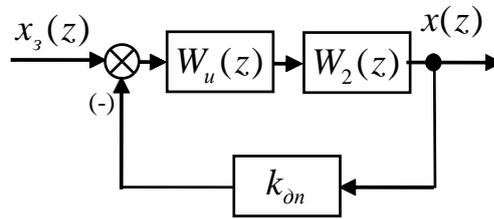


Рисунок 3.5. – Структурная схема для расчета дискретной передаточной функции третьего замкнутого контура следящего электропривода

Отсюда следует, что дискретная передаточная внешнего контура, то есть всей замкнутой системы в целом, определяется выражением:

$$W_3(z) = \frac{W_u(z)W_2(z)}{1 + k_{0n}W_u(z)W_2(z)} = \frac{b_{05}z^5 + b_{15}z^4 + b_{25}z^3 + b_{35}z^2}{z^6 + a_{15}z^5 + a_{25}z^4 + a_{35}z^3 + a_{45}z^2 + a_{55}z + a_{65}}, \quad (3.7)$$

$$\text{где } b_{05} = \frac{k_2 a (T_{n0} + T)}{k_{0n} T_u}; \quad b_{15} = \frac{k_2}{k_{0n} T_u} [(b-a)T_{n0} + bT];$$

$$b_{25} = -\frac{k_2}{k_{0n} T_u} [(b-c)T_{n0} - cT]; \quad b_{35} = -\frac{k_2 c T_{n0}}{k_{0n} T_u};$$

$$a_{15} = - \left[2 + 2d \cos \beta T - \frac{(k_1 + k_2 T) a (T_{n0} + T)}{T^2} - \frac{k_2 a (T_{n0} + T)}{T_u} \right];$$

$$a_{25} = 1 + d^2 + 4d \cos \beta T + \frac{k_1 [(b-3a)T_{n0} + (b-2a)T]}{T^2} +$$

$$+ \frac{k_2 [(b-2a)T_{n0} + (b-a)T]}{T} + \frac{k_2 [(b-a)T_{n0} + bT]}{T_u};$$

$$a_{35} = - \left\{ \begin{aligned} & 2d^2 + 2d \cos \beta T + \frac{k_1 [(3b - 3a - c)T_{n\partial} + (2b - a - c)T]}{T^2} + \\ & + \frac{k_2 [(2b - a - c)T_{n\partial} + (b - c)T]}{T} + \frac{k_2 [(b - c)T_{n\partial} - cT]}{T_u} \end{aligned} \right\};$$

$$a_{45} = d^2 + \frac{k_1 [(3b - a - 3c)T_{n\partial} + (b - 2c)T]}{T^2} + \frac{k_2 [(b - 2c)T_{n\partial} - cT]}{T} - \frac{k_2 c T_{n\partial}}{T_u};$$

$$a_{55} = - \left\{ \frac{k_1 [(b - 3c)T_{n\partial} - cT]}{T^2} - \frac{k_2 c T_{n\partial}}{T} \right\}; \quad a_{65} = - \frac{k_1 c T_{n\partial}}{T^2}.$$

Передаточная функция (3.7) показывает, что разрабатываемый цифровой следящий электропривод с синхронным исполнительным двигателем имеет характеристический полином шестого порядка, поэтому граничные значения параметров будем искать численными методами путем оценки модуля корней характеристического уравнения

$$z^6 + a_{15}z^5 + a_{25}z^4 + a_{35}z^3 + a_{45}z^2 + a_{55}z + a_{65} = 0.$$

Граничные значения T_{zp} периода дискретизации применительно к следящему электроприводу с синхронным электродвигателем 1FK7060-5AF71 для двух наборов параметров регуляторов, рассчитанных во второй главе, представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Зависимость граничного значения T_{zp} периода дискретизации от величин T_{cn} , $k_{n\partial}$, $T_{n\partial}$, k_n , T_u и k_{occ}

T_{cn} , с	$k_{n\partial}$	$T_{n\partial}$, с	k_n	T_u , с	k_{occ} , с	T_{zp} , с
0,0002	256	0,0045	32	0,001	0,0256	0,00023
0,0016	2	0,1175	3	0,0128	0,0128	0,0022

Данные таблицы показывают, что предложенная методика расчета регуляторов обеспечивает устойчивость цифрового электропривода, поскольку за посто-

янную времени T_{cn} силового преобразователя принята величина периода дискретизации T .

3.4 Компьютерное моделирование цифрового электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Промоделируем разработанный цифровой следящий электропривод в программной среде «Matlab Simulink» для двух значений периодов дискретизации: $T = 0,0016$ с и $T = 0,0002$ с – и соответствующих наборов параметров регуляторов.

При $T = 0,0016$ с дискретная передаточная функция пропорционально-дифференциального регулятора внутреннего контура принимает следующие численные значения ($k_{nd} = 2, T_{nd} = 0,1011$ с):

$$W_{nd}(z) = \frac{0,2054z - 0,2022}{0,0016z}. \quad (3.8)$$

Передаточная функция цифрового интегрального регулятора при $T_u = 0,0128$ с принимает вид

$$W_u(z) = \frac{0,0016z}{0,0128z - 0,0128}. \quad (3.9)$$

Для $T = 0,0016$ с величина коэффициента передачи обратной связи по скорости составляет $k_{occ} = 0,0128$ с, поэтому

$$W_{occ}(z) = \frac{0,0128z - 0,0128}{0,0016z}. \quad (3.10)$$

С учетом формул (3.8) – (3.10) дискретная передаточная функция (3.7) замкнутого следящего электропривода с синхронным электродвигателем 1FK7060-5AF71, установленным на поворотном столе, принимает вид

$$W_3(z) = \frac{0,005192z^5 + 0,01483z^4 - 0,014884z^3 - 0,004736z^2}{z^6 - 3,700811z^5 + 5,67922z^4 - 4,422688z^3 + 1,569157z^2 - 0,048702z - 0,075774}. \quad (3.11)$$

Передаточная функция (3.11) позволяет исследовать реакцию разрабатываемого электропривода на изменение управляющего воздействия. График переходного процесса (рисунок 3.6) показывает, что время входа в 2-процентную зону составляет $t_m = 0,0416$ с, а перерегулирование – $\sigma = 0,976\%$.

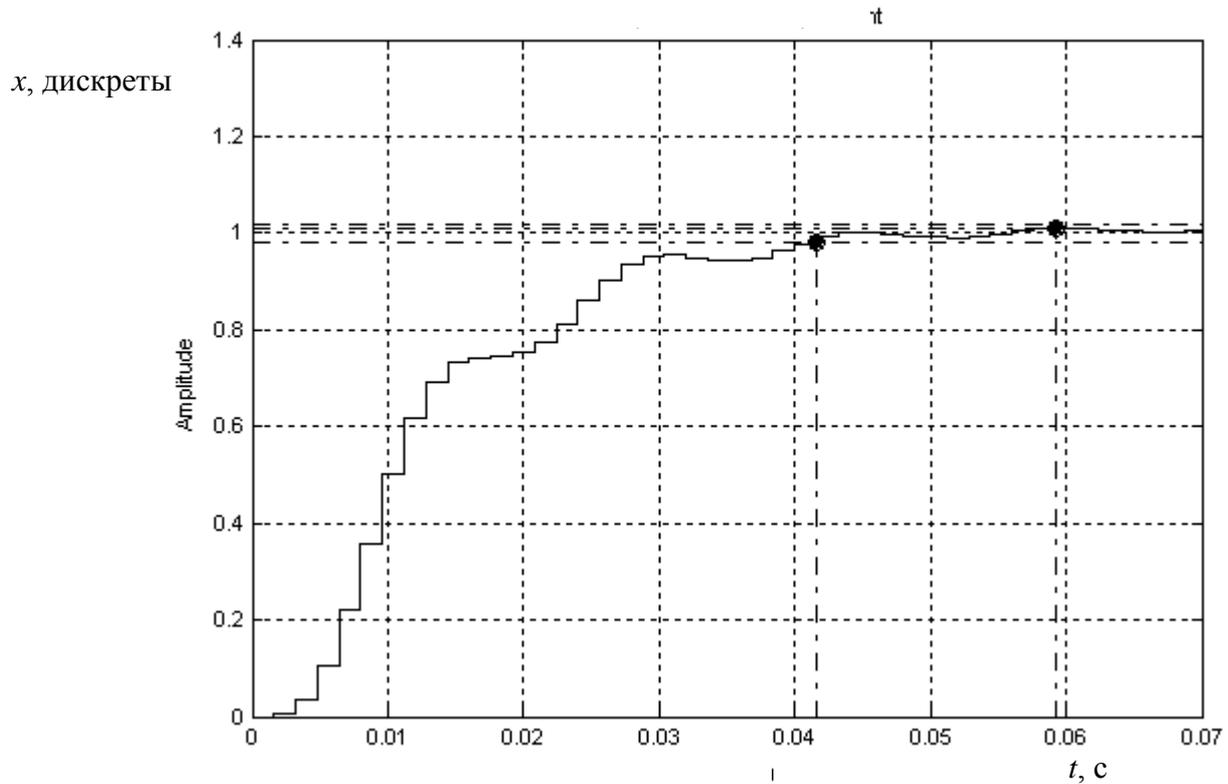


Рисунок 3.6 – Переходный процесс в цифровом следящем электроприводе по управляющему воздействию при периоде дискретизации $T = 0,0016$ с

Для оценки показателей качества регулирования по отношению к изменению основного возмущающего воздействия – момента нагрузки – разработана расчетная модель (рисунок 3.7). Она позволяет получить график переходного процесса (рисунок 3.8), который показывает, что динамический провал составляет $\Delta x_{\max} = 3,4$ дискреты датчика положения при набросе момента нагрузки в 1 Нм.

Расчетная модель (рисунок 3.7) и передаточная функция (3.11) позволяют построить также частотные характеристики цифрового следящего электропривода (рис. 3.9) при периоде дискретизации $T = 0,0016$ с.

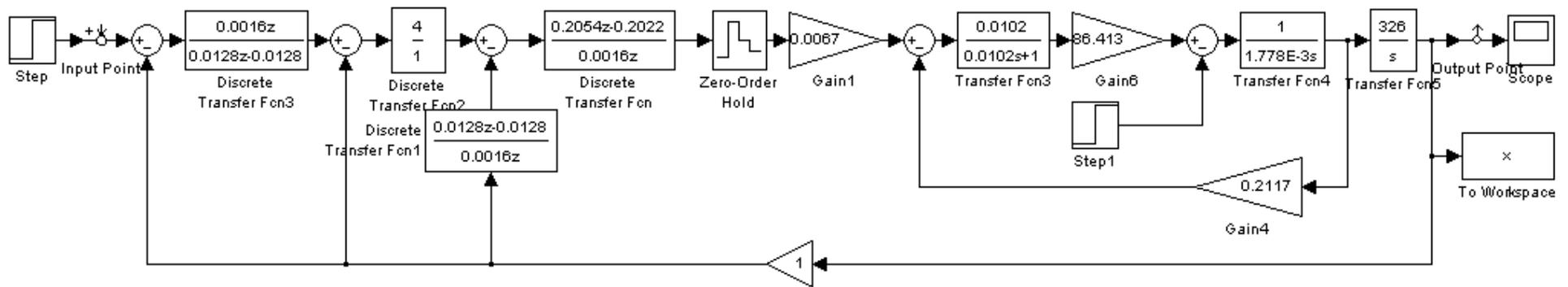


Рисунок 3.7 – Расчетная модель цифрового следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем при $T = 0,0016$ с

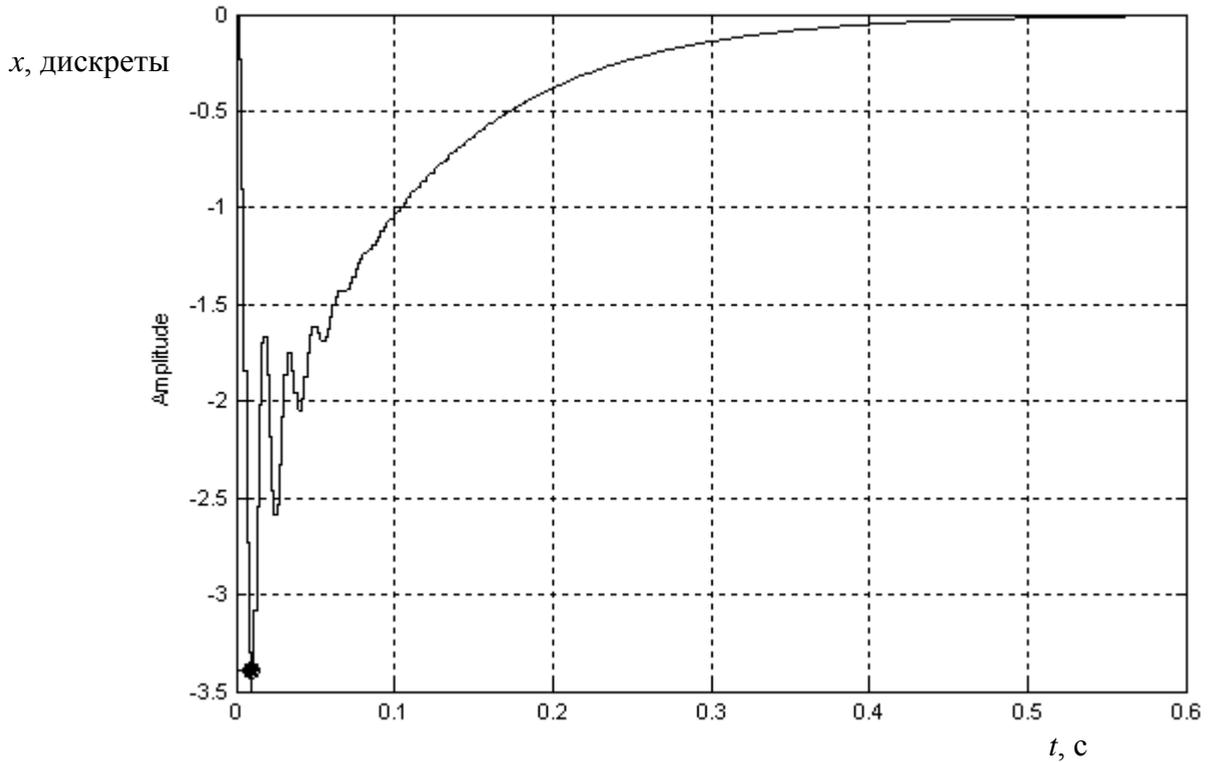


Рисунок 3.8 – Переходный процесс в следящем электроприводе по возмущающему воздействию при $T = 0,0016$ с

Полоса частот пропускания следящего электропривода, если судить по спаду амплитудной характеристики на 3 дБ, составляет 97 рад/с или 15,44 Гц. Если за полосу пропускания принять частоту, на которой фазовый сдвиг достигает -90° , то эта величина равна 156 рад/с или 24,83 Гц.

Для периода дискретизации $T = 0,0002$ с дискретная передаточная функция пропорционально-дифференциального регулятора при $k_{nd} = 256$, $T_{nd} = 0,0045$ с вычисляется следующим образом:

$$W_{nd}(z) = \frac{1,2032z - 1,152}{0,0002z}. \quad (3.12)$$

Передаточная функция цифрового интегрального регулятора, имеющего постоянную времени $T_u = 0,002$ с, будет выглядеть следующим образом:

$$W_u(z) = \frac{0,0002z}{0,002z - 0,002}. \quad (3.13)$$

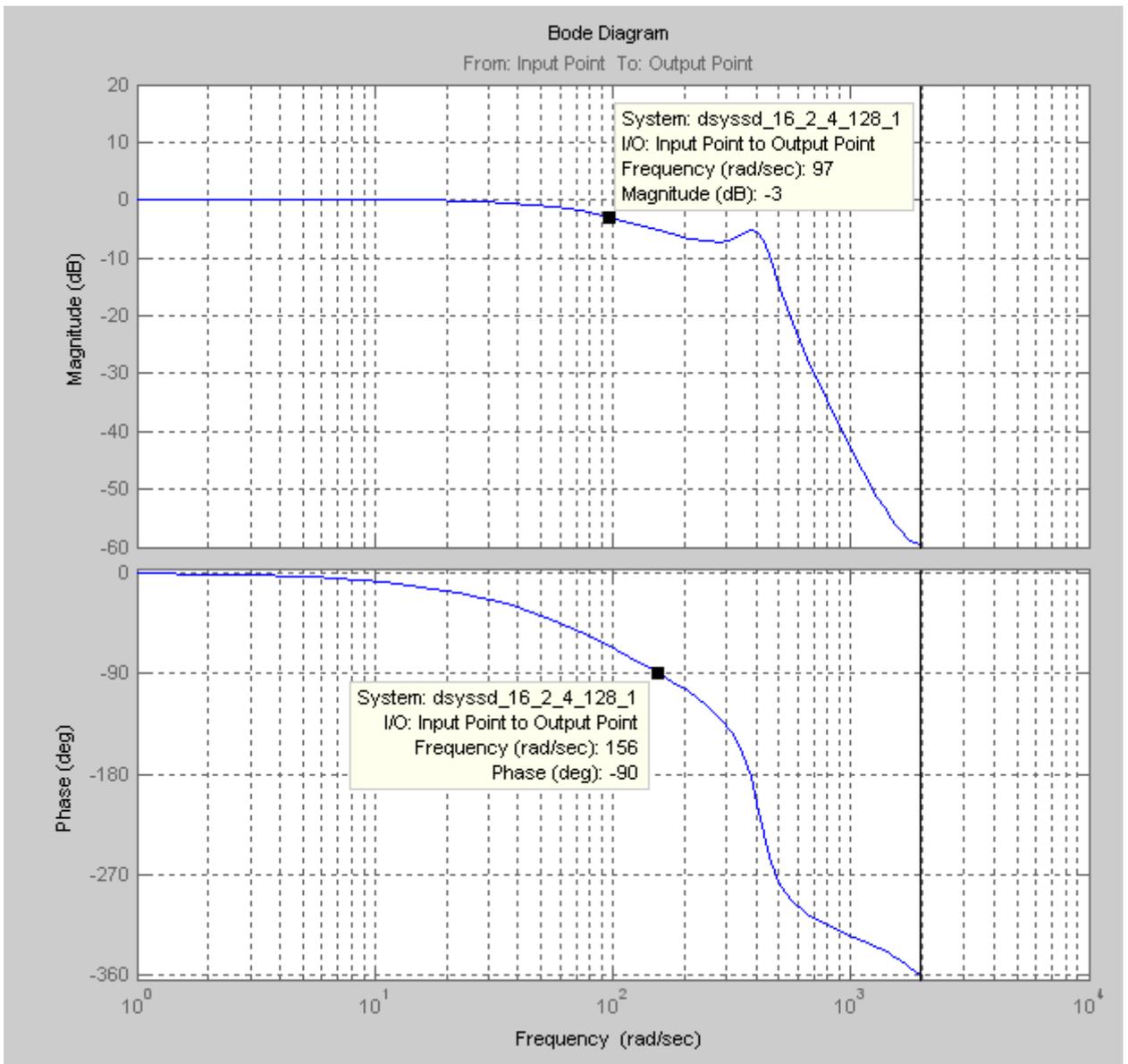


Рисунок 3.9 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем при $T = 0,0016$ с

При коэффициенте передачи обратной связи по скорости $k_{occ} = 0,0256$ с дискретная передаточная функция дифференцирующего звена примет вид

$$W_{occ}(z) = \frac{0,0256z - 0,0256}{0,0002z}. \quad (3.14)$$

С учетом формул (3.12) – (3.14) дискретная передаточная функция (3.7) замкнутого следящего электропривода станет равной:

$$W_3(z) = \frac{0,002716z^5 + 0,008211z^4 - 0,007662z^3 - 0,002575z^2}{z^6 - 3,841663z^5 + 6,115285z^4 - 4,962495z^3 + 1,867273z^2 - 0,074699z - 0,103012}. \quad (3.15)$$

На основании передаточной функции (3.15) построен график переходного процесса (рисунок 3.10) по управляющему воздействию.

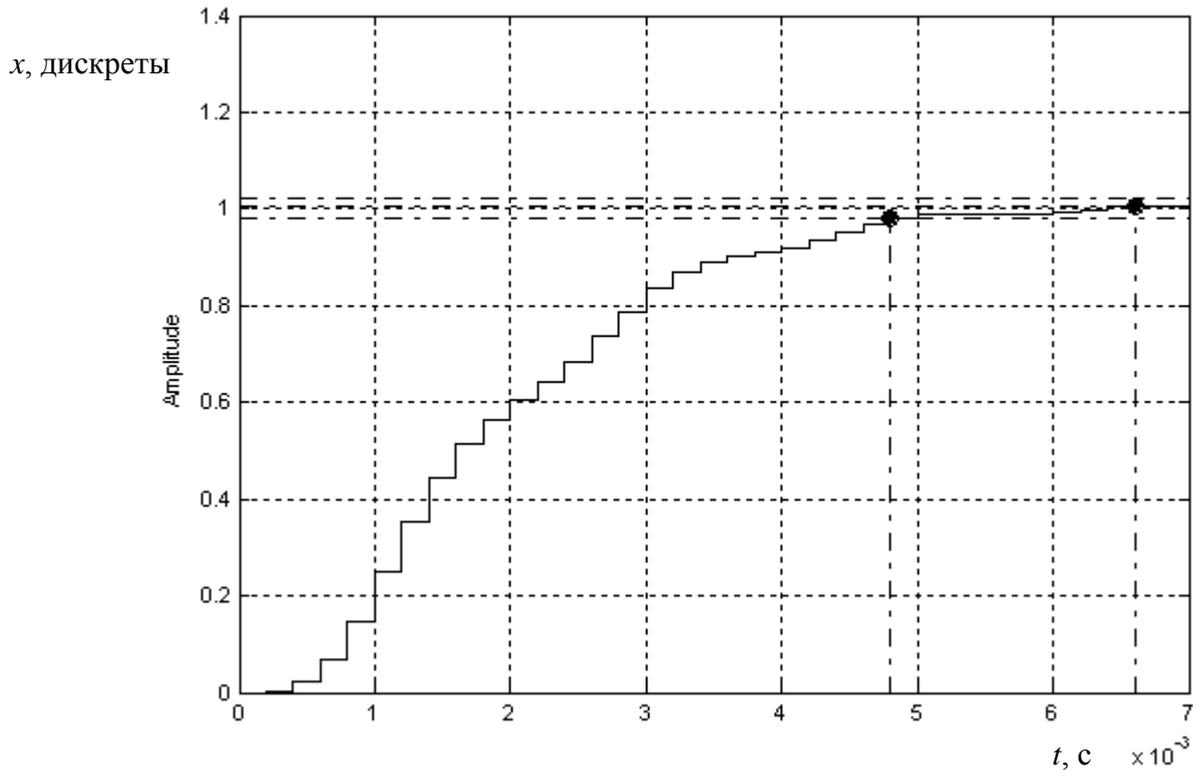


Рисунок 3.10 – Переходный процесс в цифровом следящем электроприводе по управляющему воздействию при периоде дискретизации $T = 0,0002$ с

Время переходного процесса в этом случае составляет $t_{nn} = 0,0048$ с, а перерегулирование – $\sigma = 0,514\%$. Расчетная модель (рисунок 3.11) позволяет построить график переходного процесса по возмущению (рисунок 3.12).

Динамический провал при набросе момента нагрузки в 1 Нм составляет $\Delta x_{\max} = 0,046$ дискреты датчика положения. Частотные характеристики цифрового следящего электропривода (рис. 3.13) при периоде дискретизации $T = 0,0002$ с показывают, что полоса частот пропускания равна 711 рад/с или 113,22 Гц (если судить по спаду амплитудной характеристики на 3 дБ).

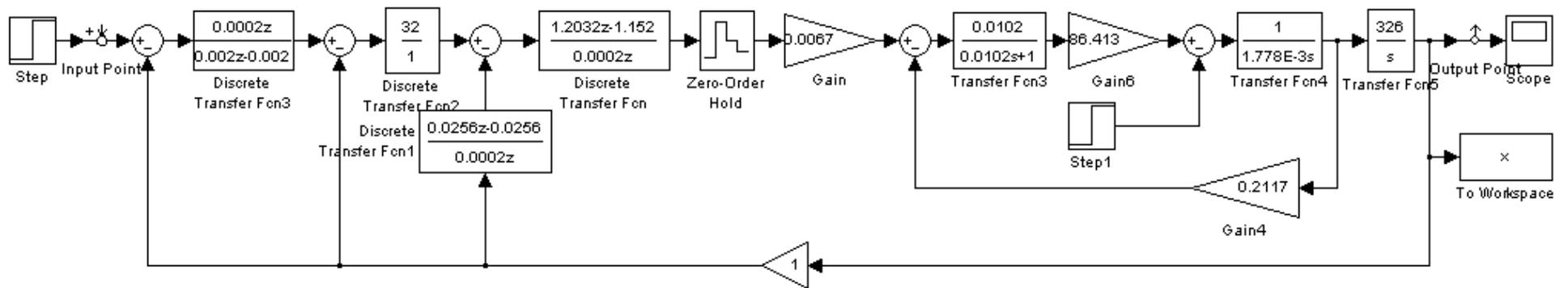


Рисунок 3.11 – Расчетная модель цифрового следящего электропривода поворотного стола с синхронным исполнительным двигателем при $T = 0,0002$

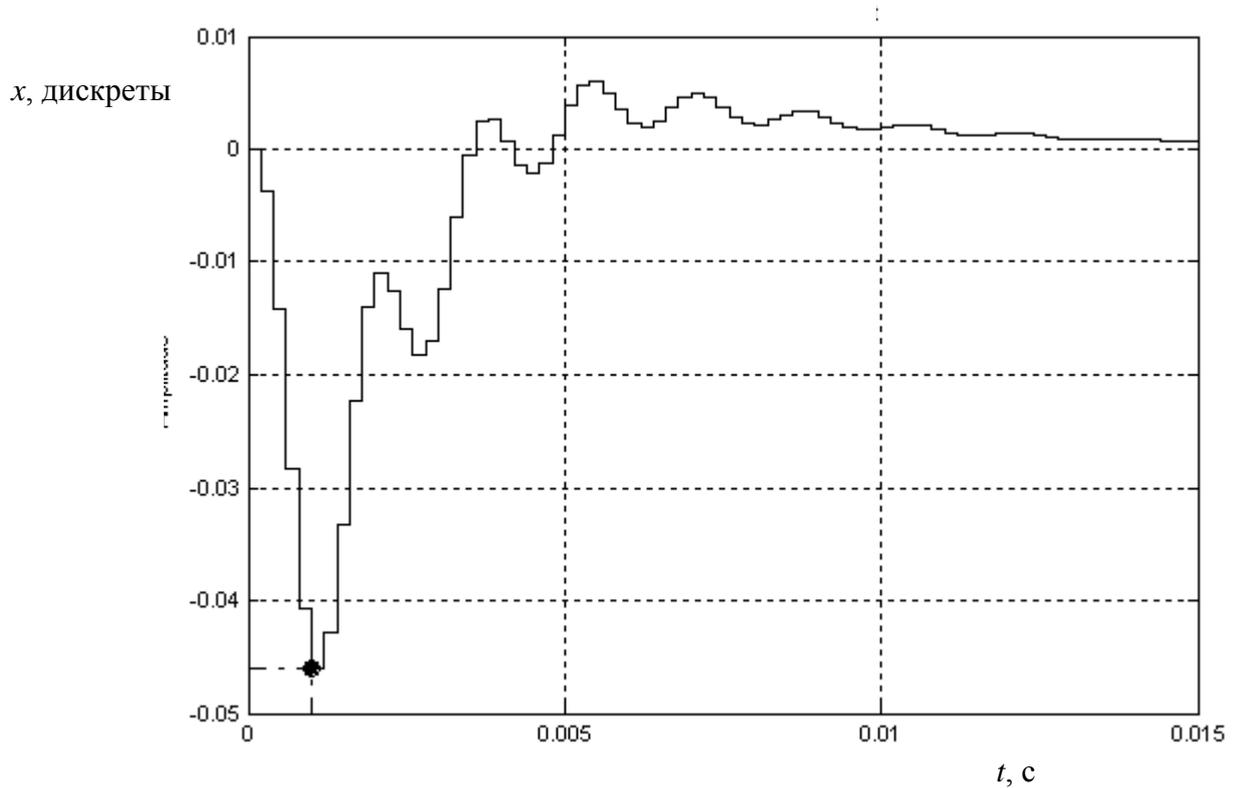


Рисунок 3.12 – Переходный процесс в следящем электроприводе по возмущающему воздействию при $T = 0,0002$ с

Если за полосу пропускания принять частоту, на которой фазовый сдвиг достигает -90° , то эта величина составляет 887 рад/с или 141,24 Гц.

Как показано во второй главе, введение корректирующего устройства по управляющему воздействию с параметрами, рассчитываемыми по формулам (2.56) и (2.57), расширяет полосу частот пропускания цифрового следящего электропривода. Действительно, если в корректирующем устройстве производная вычисляется как первая обратная разность, то дискретная передаточная функция дифференцирующего звена может быть представлена следующим образом:

$$W_{к\psi 1}(z) = \frac{T_{к\psi}(z-1)}{T_z}. \quad (3.16)$$

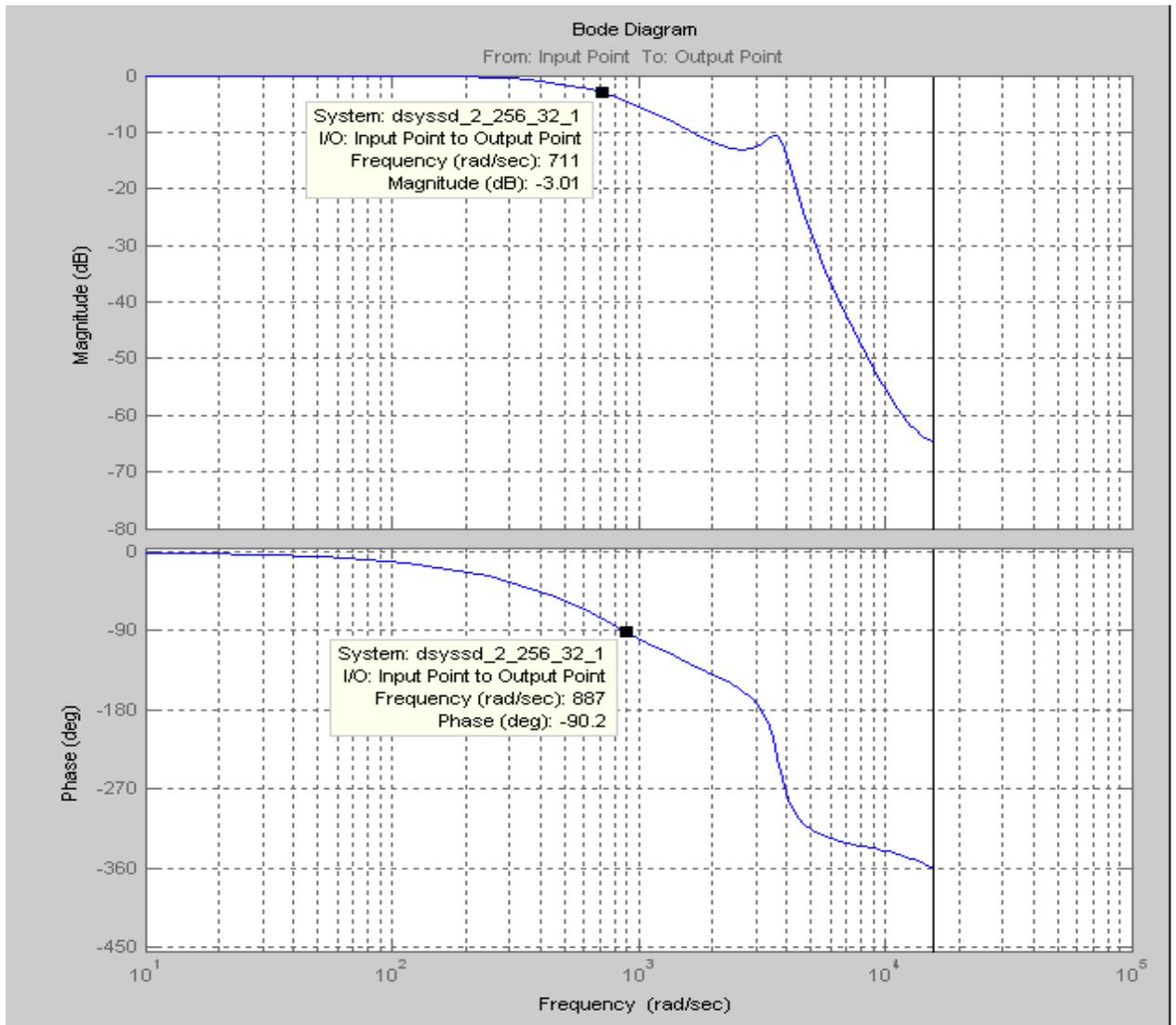


Рисунок 3.13 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем при $T = 0,0002$ с

При $T = 0,0016$ с требуемая величина $T_{к\gamma} = 0,0142$ с, поэтому

$$W_{к\gamma 1}(z) = \frac{0,0142z - 0,0142}{0,0016z}$$

С учетом того, что пропорциональная часть корректирующего устройства должна иметь коэффициент передачи $k_{к\gamma} = 0,2974$, расчетная модель цифрового следящего электропривода принимает вид, представленный на рис. 3.14. Эта модель позволяет построить частотные характеристики следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем (рис. 3.15).

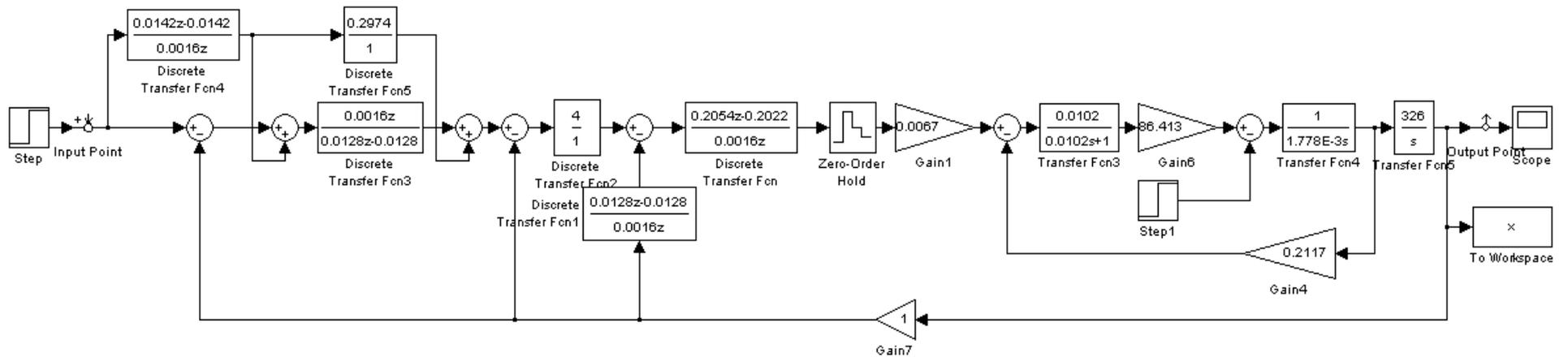


Рисунок 3.14 – Расчетная модель цифрового следящего электропривода с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T = 0,0016$ с

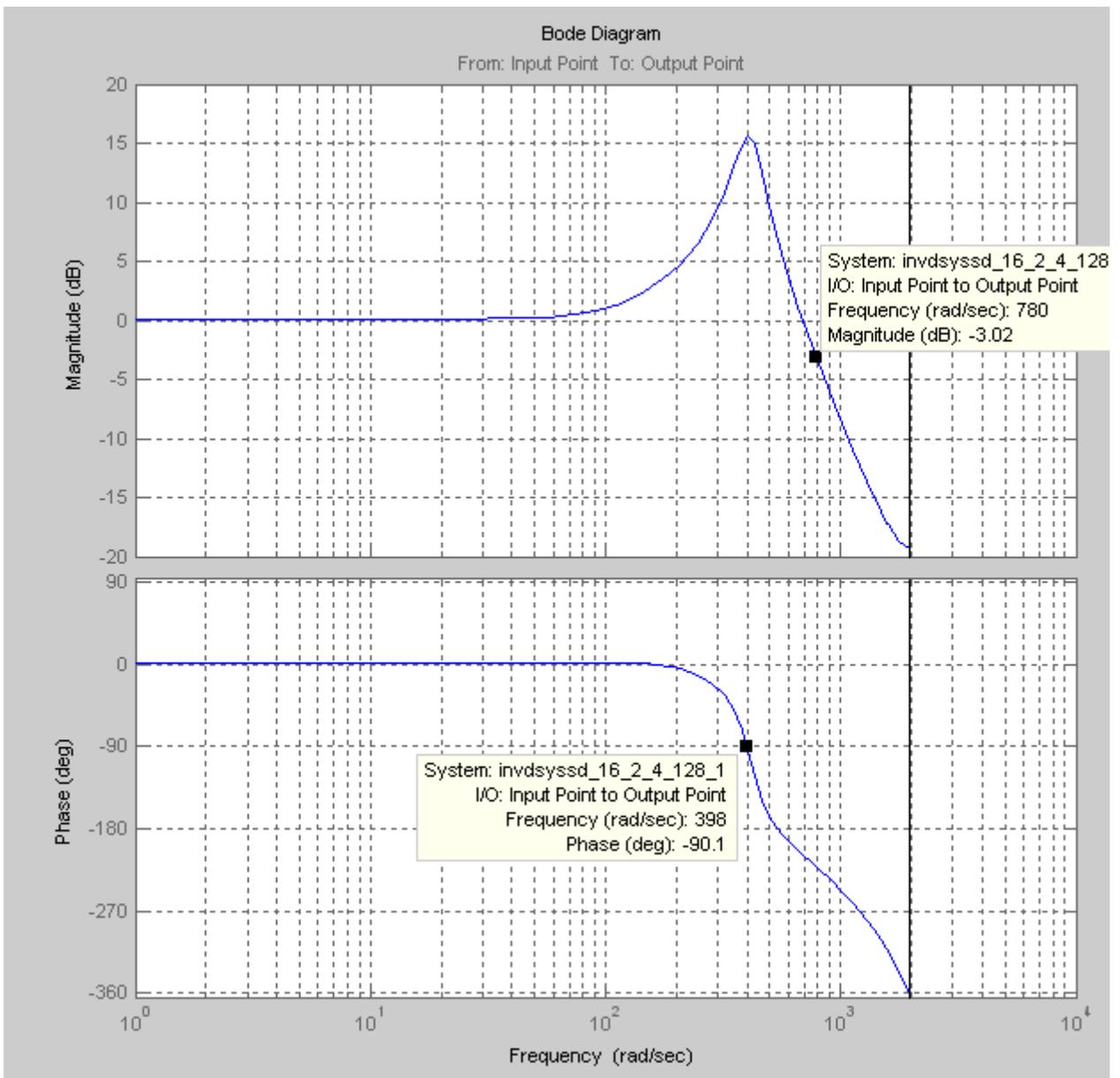


Рисунок 3.15 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T = 0,0016$ с

Анализ графиков показывает, что если за полосу пропускания принять частоту, на которой фазовый сдвиг достигает -90° , то эта величина составляет 398 рад/с или 63,34 Гц.

При периоде дискретизации $T = 0,0002$ с постоянная времени дифференцирования $T_{\text{кв}} = 0,00202$ с, и передаточная функция (3.16) принимает вид:

$$W_{кв1}(z) = \frac{0,00202z - 0,00202}{0,0002z}.$$

С учетом этого составлена расчетная модель цифрового следящего электропривода (рисунок 3.16). С ее помощью построены частотные характеристики электропривода при $T = 0,0002$ с (рисунок 3.17). Определяя полосу пропускания по фазовому сдвигу в -90° , можно сказать, что она составляет 3490 рад/с или 555,45 Гц.

Результаты компьютерного моделирования, приведенные в этом разделе, показывают, что применение метода непрерывного прототипа очень эффективно при синтезе цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

3.5 Исследование влияния квантования по уровню на свойства цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Несмотря на высокую разрядность операндов, вычисляемых микропроцессорным устройством цифрового электропривода, дискретизация по уровню делает систему управления нелинейной. Исследование влияния квантования по уровню на свойства цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем становится особенно актуальным, когда коэффициенты передачи или постоянные времени дифференцирования принимают большие численные значения. В этом случае вступают в противоречие процесс дискретизации с ограничением сигналов по уровню.

Исследование влияния квантования на свойства разрабатываемого цифрового следящего электропривода проведем методом компьютерного моделирования в программной среде «Matlab Simulink».

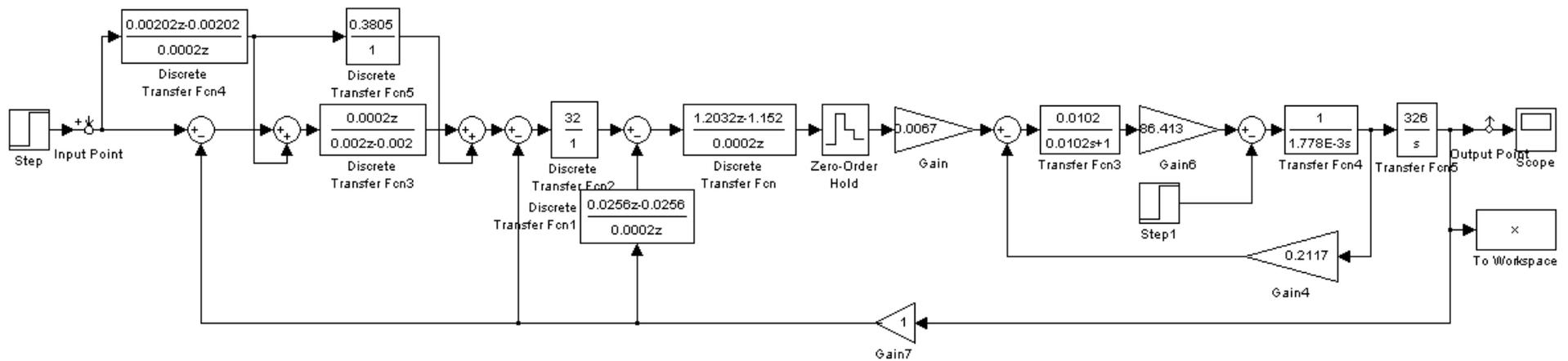


Рисунок 3.16 – Расчетная модель цифрового следящего электропривода с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T = 0,0002$ с

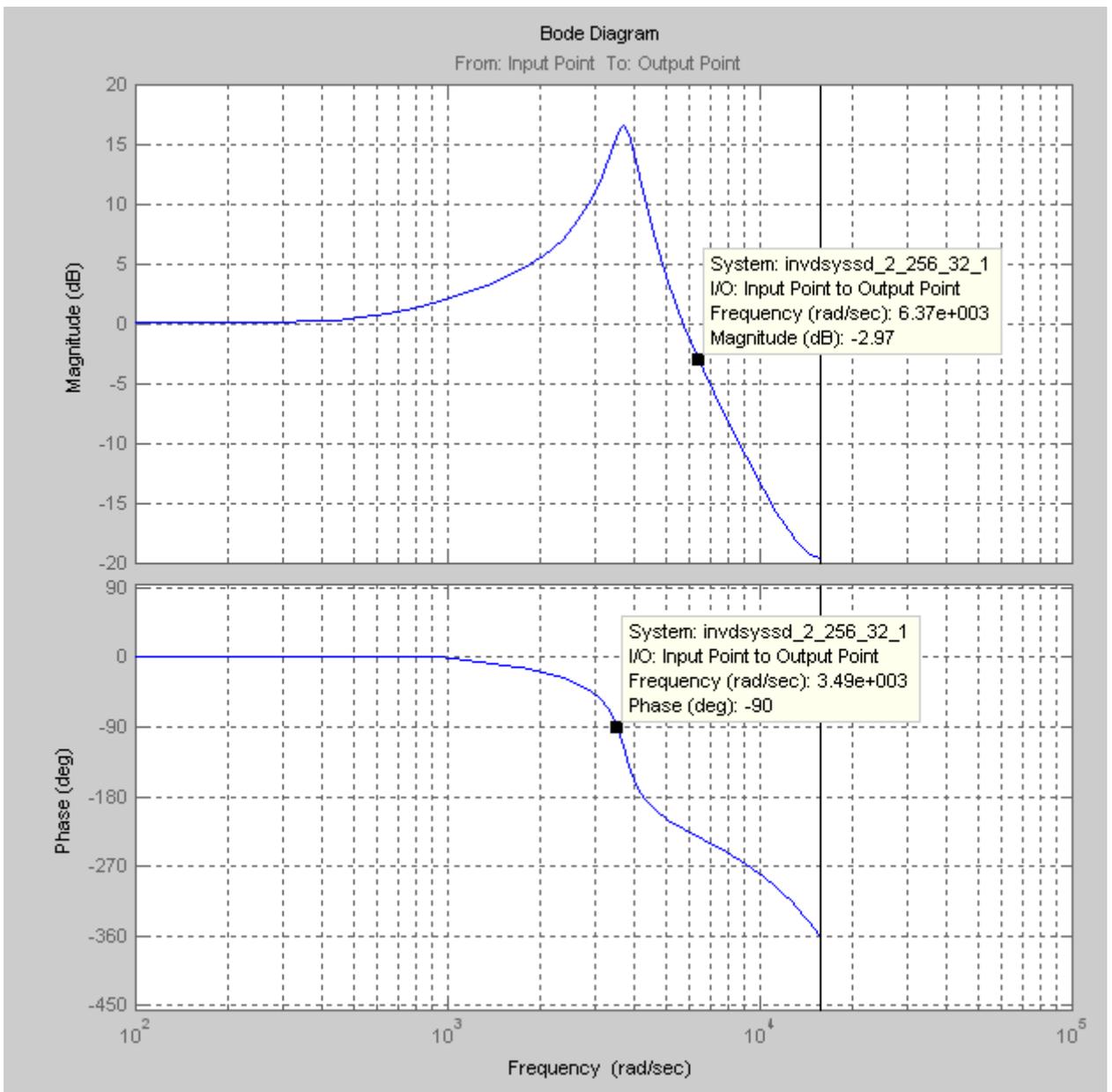


Рисунок 3.17 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T = 0,0002$ с

Расчетная модель, приведенная на рисунке 3.18, учитывает дискретизацию по уровню и ограничение напряжения на выходе силового преобразователя. Следует отметить, что численные значения параметров в этой модели соответствуют периоду дискретизации $T = 0,0016$ с.

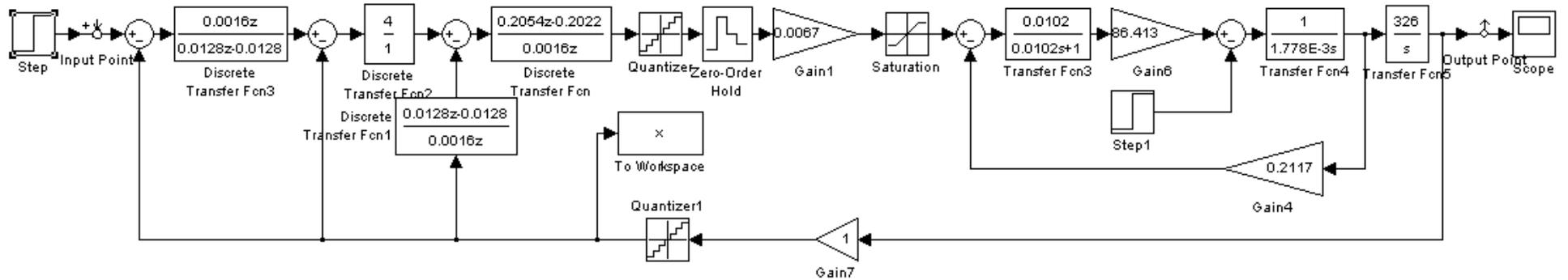


Рисунок 3.18 – Расчетная модель цифрового следящего электропривода с учетом квантования по уровню и ограничения выходного сигнала силового преобразователя при $T = 0,0016$ с

График переходного процесса на 23 дискреты показывает, что выходная координата входит в зону ± 1 дискрета от заданного значения за 0,0368 с (рисунок 3.19). Электропривод осуществляет колебания относительно точки позиционирования также с амплитудой ± 1 дискрета.

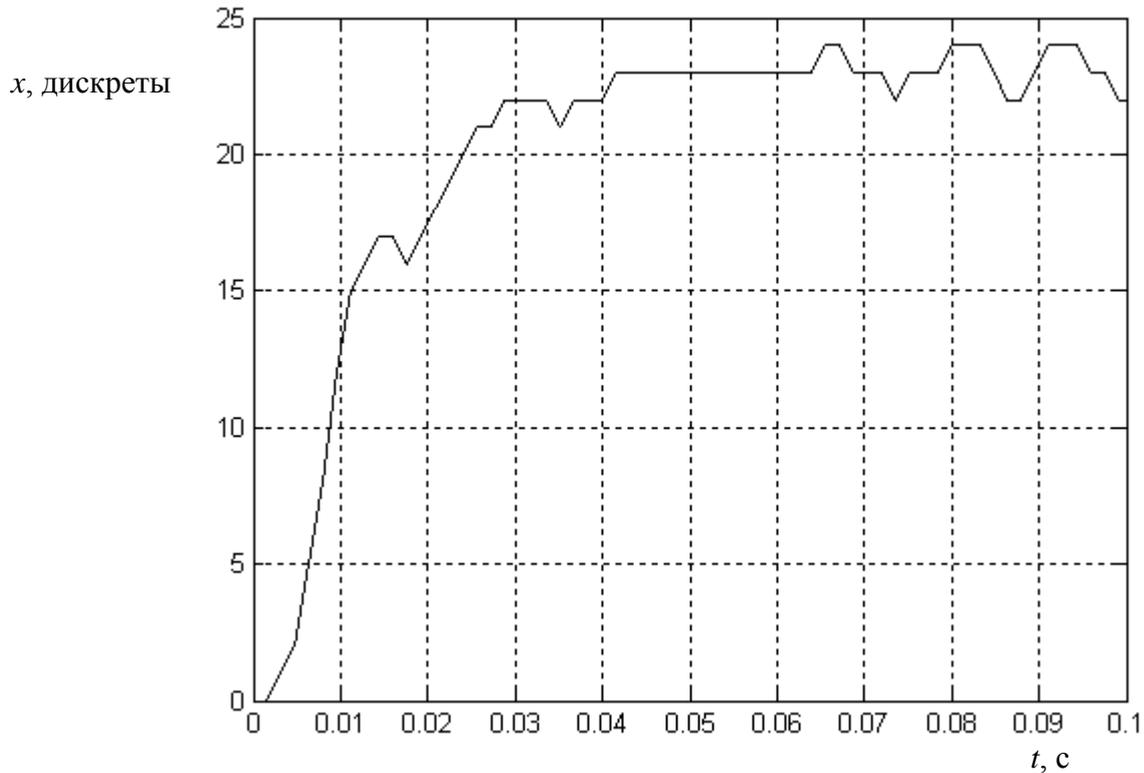


Рисунок 3.19 – Переходный процесс в цифровом следящем электроприводе по управляющему воздействию с учетом квантования по уровню при периоде дискретизации $T = 0,0016$ с

Компьютерное моделирование при периоде дискретизации $T = 0,0002$ с показало, что с учетом квантования по уровню электропривод становится неустойчивым. Это объясняется тем, что выбранные значения коэффициентов передачи $k_{нд} = 256$ и $k_n = 32$ и постоянной времени $T_{нд} = 0,0045$ с вступают в противоречие с дискретизацией. Действительно, изменение рассогласования на входе пропорционального регулятора второго контура на единицу приводит к выдаче на силовой преобразователь управляющего воздействия величиной 184320. Это значение превосходит максимум, который можно записать в 16-разрядную сетку, и силовой

преобразователь входит в режим насыщения даже при минимальном изменении сигнала с датчика положения. Очевидно, что для обеспечения устойчивости электропривода необходимо уменьшать величины коэффициентов передачи. Это в свою очередь приведет к снижению быстродействия электропривода при обработке как управляющих, так и возмущающих воздействий.

Для достижения высокого быстродействия цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем следует найти оптимальные соотношения между периодом дискретизации и параметрами настройки регуляторов. В соответствии с методикой синтеза регуляторов, разработанной и представленной во второй главе, произведем расчет их параметров для ряда значений T_{cn} . При этом будем иметь в виду, что под величиной T_{cn} понимается величина периода дискретизации T . Требуемые значения параметров регуляторов и достижимое время t'_{mn} входа в зону ± 1 дискрета от заданного значения представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Зависимость параметров регуляторов k_{nd} , T_{nd} , k_{occ} , k_n , T_u и времени переходного процесса t'_{mn} от периода дискретизации T

T , с	k_{occ} , с	k_{nd}	T_{nd} , с	k_n	T_u , с	t'_{mn} , с
0,0004	0,0032	8	0,1052	1	0,01	0,0136
0,0008	0,0064	16	0,0345	2	0,008	0,0128
0,0016	0,0128	2	0,1011	4	0,0128	0,037

Из таблицы 3.2 следует, что оптимальной величиной периода дискретизации является $T = 0,0008$ с. Расчетная модель электропривода для этого периода и соответствующего набора параметров регуляторов приведена на рисунке 3.20.

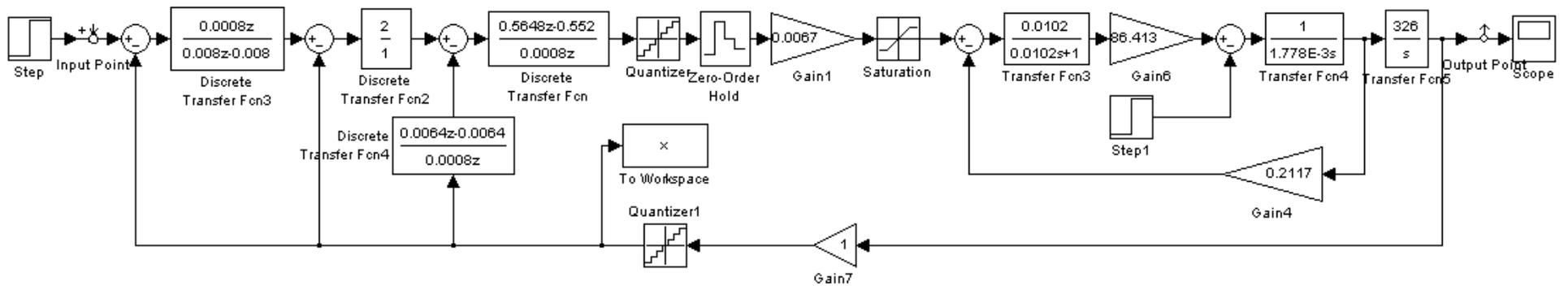


Рисунок 3.20 – Расчетная модель цифрового следящего электропривода с учетом квантования по уровню и ограничения выходного сигнала силового преобразователя при $T = 0,0008$ с

С помощью расчетной модели построен график переходного процесса по управляющему воздействию (рисунок 3.21).

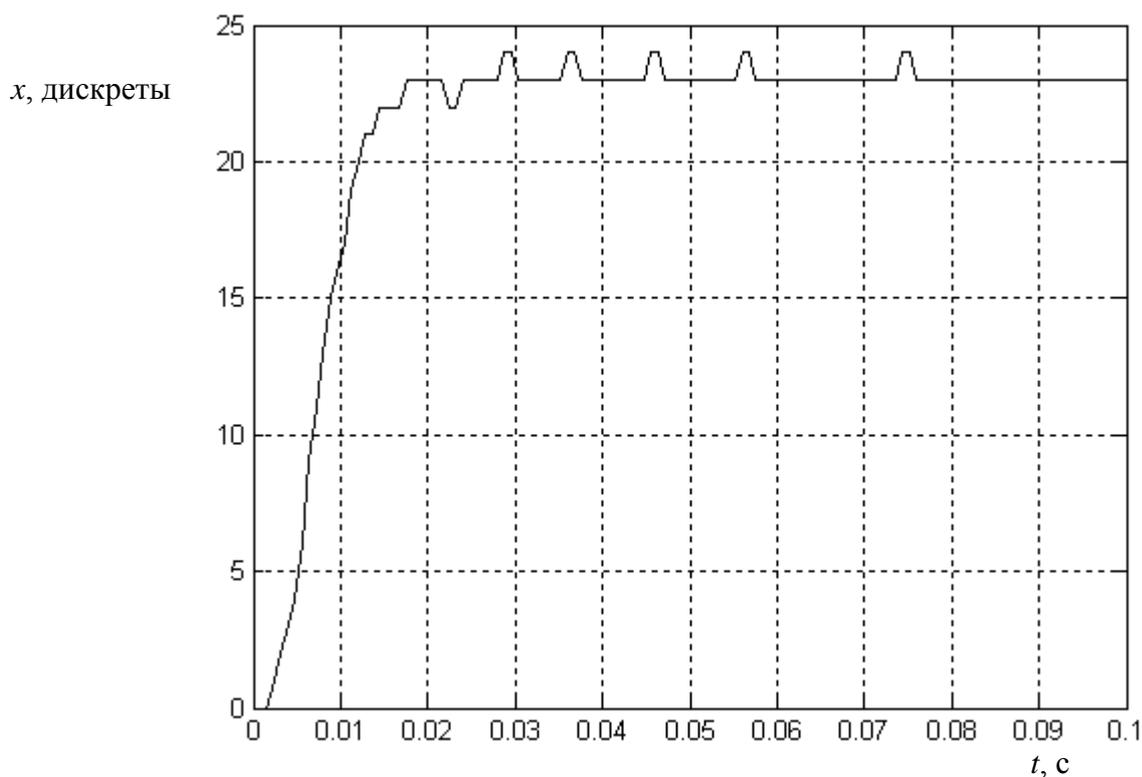


Рисунок 3.21 – Переходный процесс в цифровом следящем электроприводе по управляющему воздействию с учетом квантования по уровню при периоде дискретизации $T = 0,0008$ с

Анализ графика показывает, что время входа в зону ± 1 дискрета от заданного значения составляет $t'_m = 0,0144$ с, что и отражено в таблице 3.2. Моделирование также показывает, что в этом случае можно ожидать частотных характеристик (рисунок 3.22) с полосой пропускания в 194 рад/с или 30,88 Гц. Применение корректирующего устройства по управляющему устройству еще расширит полосу пропускания (рисунок 3.23), и она составит 527 рад/с или 83,87 Гц.

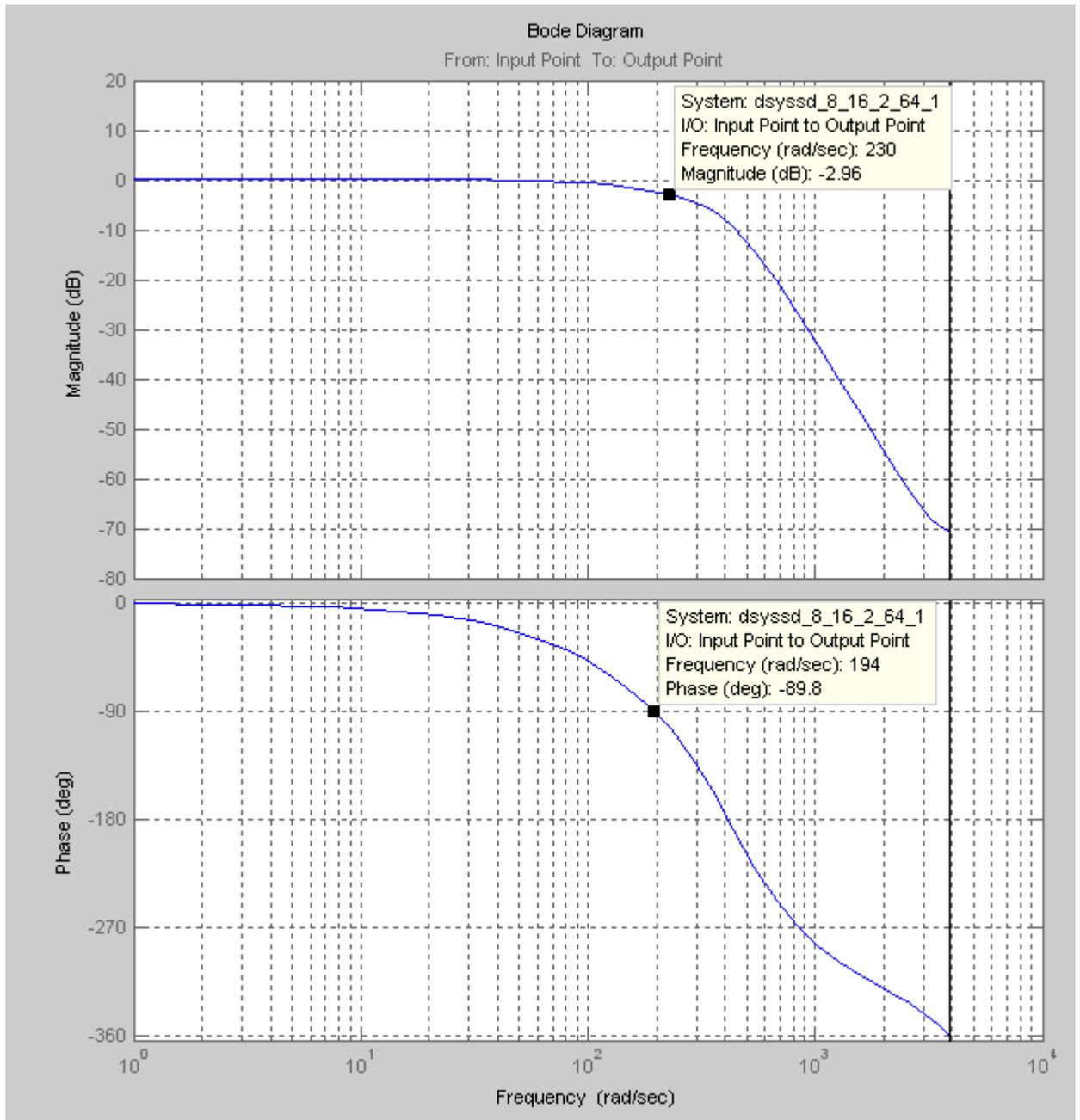


Рисунок 3.22 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем при $T = 0,0008$ с

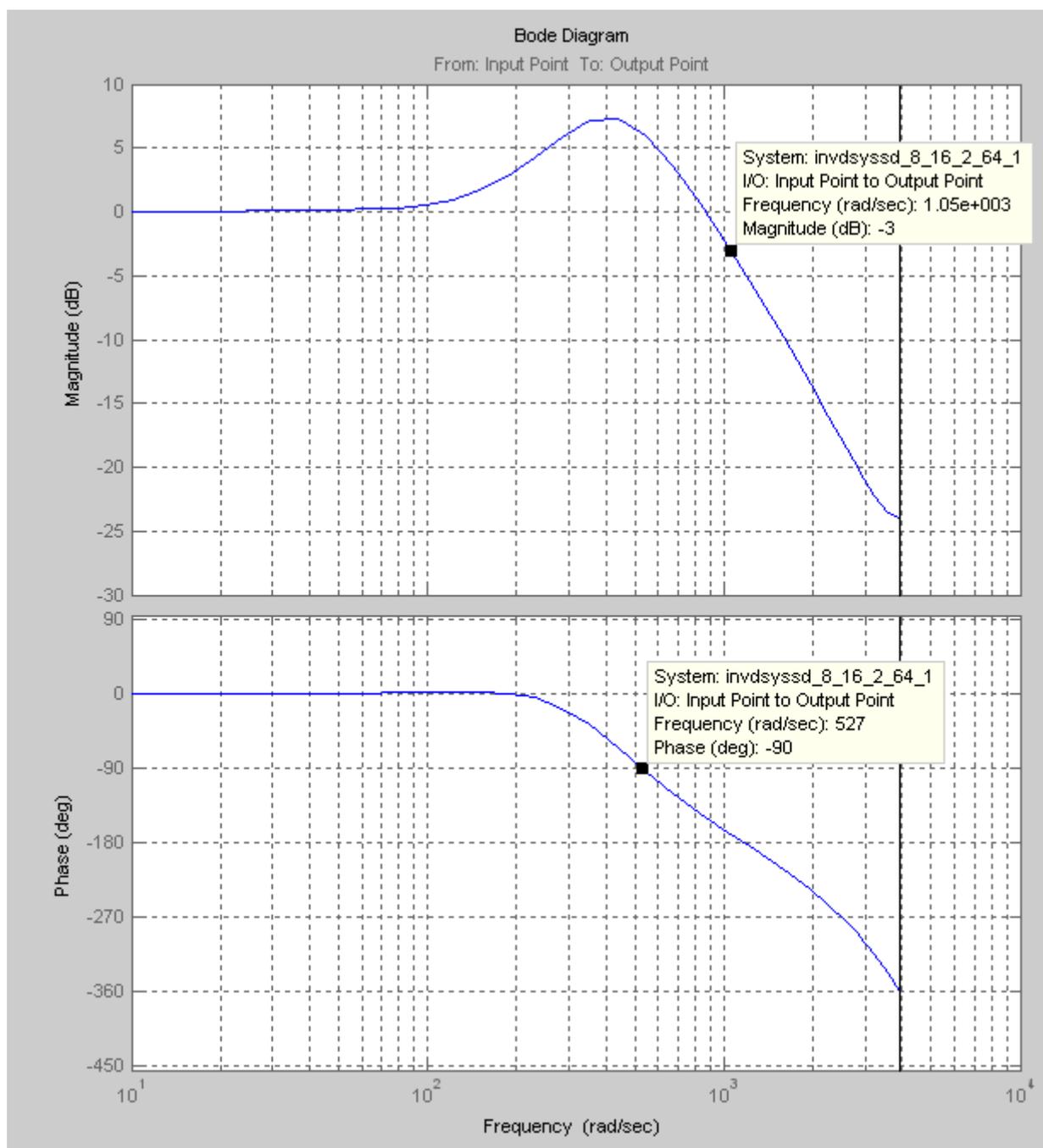


Рисунок 3.23 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T = 0,0008$ с

3.6 Исследование влияния токоограничения на быстродействие цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

В разрабатываемом электроприводе предполагается использовать упреждающее токоограничение [2]. Функциональная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с таким ограничением тока представлена на рисунке 3.24. Для реализации упреждающего токоограничения в систему электропривода дополнительно введены пропорциональное звено, сумматор, сумматор-вычитатель, два блока сравнения и мультиплексор. На выходе пропорционального звена формируется сигнал $\frac{E}{k_{cn}}$, характеризующий ЭДС вращения, наводимую в статорной обмотке синхронного электродвигателя и приведенную к входу силового преобразователя. С блока задания на определенные входы сумматора и сумматора-вычитателя подается сигнал $\frac{I_{1max} R_1}{k_{cn}}$, пропорциональный максимально допустимому падению напряжения на статорной обмотке под действием тока I_{1max} . У выходного сигнала N_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора каждый такт вычислений сравнивается со значениями $\frac{E + I_{1max} R_1}{k_{cn}}$ и $\frac{E - I_{1max} R_1}{k_{cn}}$, получаемыми на выходах сумматора и сумматора-вычитателя. Если $\frac{E - I_{1max} R_1}{k_{cn}} \leq N_{nd} \leq \frac{E + I_{1max} R_1}{k_{cn}}$, то через мультиплексор на вход силового преобразователя проходит сигнал N_{nd} . В случае, когда $N_{nd} > \frac{E + I_{1max} R_1}{k_{cn}}$, на вход силового преобразователя подается цифровой код, равный $\frac{E + I_{1max} R_1}{k_{cn}}$. При $N_{nd} < \frac{E - I_{1max} R_1}{k_{cn}}$ через мультиплексор проходит сигнал $\frac{E - I_{1max} R_1}{k_{cn}}$.

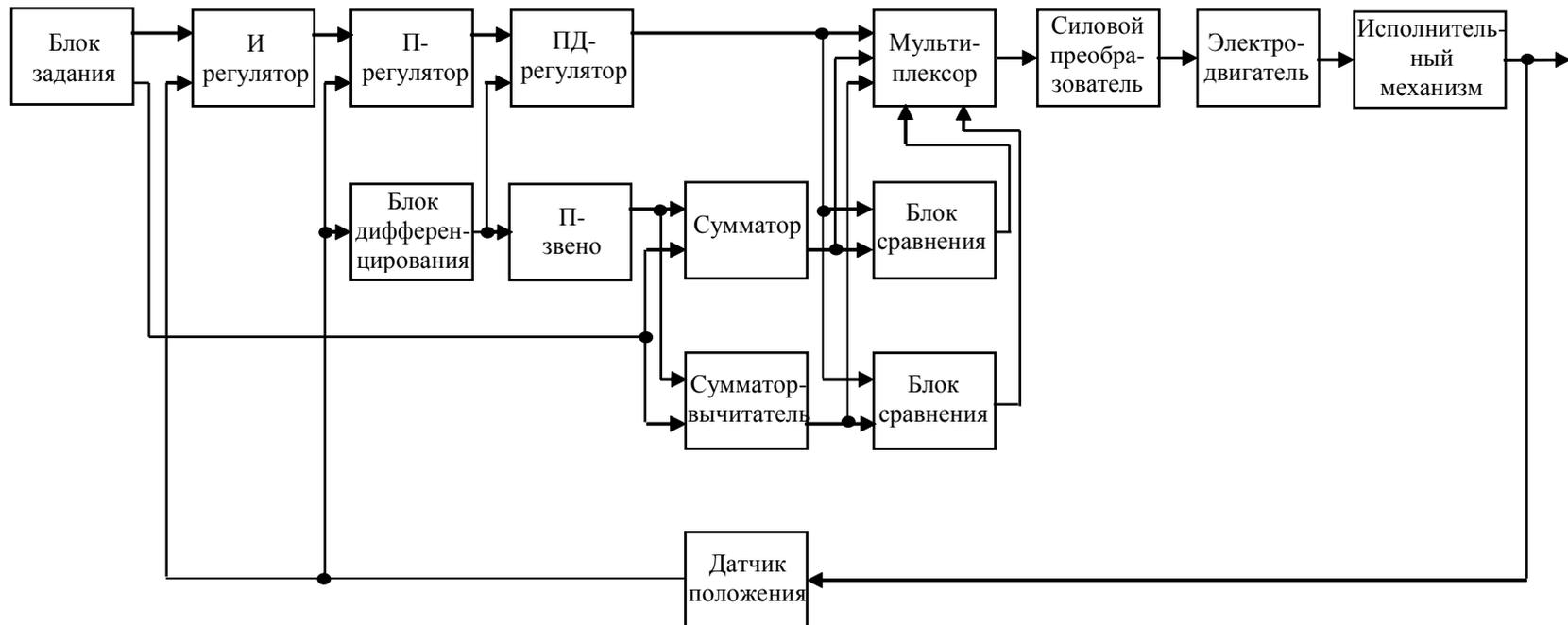


Рисунок 3.24 – Функциональная схема следящего электропривода с упреждающим токоограничением

Такие действия, производимые с помощью дополнительных элементов и блоков, позволяют ограничить ток в статорной обмотке синхронного электродвигателя на уровне $I_{1\max}$.

Для исследования влияния упреждающего токограничения на быстродействие следящего электропривода в переходных режимах разработана расчетная схема (рисунок 3.25), которая позволяет построить график переходного процесса по управляющему воздействию (рисунок 3.26). Анализ графика показывает, что время переходного процесса с учетом ограничения тока составляет 0,0208 с. Следует отметить, что заданная величина перемещения в 23 дискреты выбрана не случайно, поскольку позволяет сравнить результаты математического моделирования с данными, полученными в ходе натуральных экспериментов.

3.7 Увеличение быстродействия цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем за счет адаптации выходного сигнала интегрального регулятора

Быстродействие разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем напрямую зависит от величины постоянной времени T_u интегрального регулятора, которая выбирается в соответствии с формулой (2.43) исходя из обеспечения монотонного характера переходного процесса. Уменьшение постоянной времени T_u относительно расчетного значения приведет в конечном итоге к колебательному переходному процессу. Но можно применить известный подход [69 – 71] к уменьшению постоянной времени интегрального регулятора за счет использования релейной адаптации его выходного сигнала.

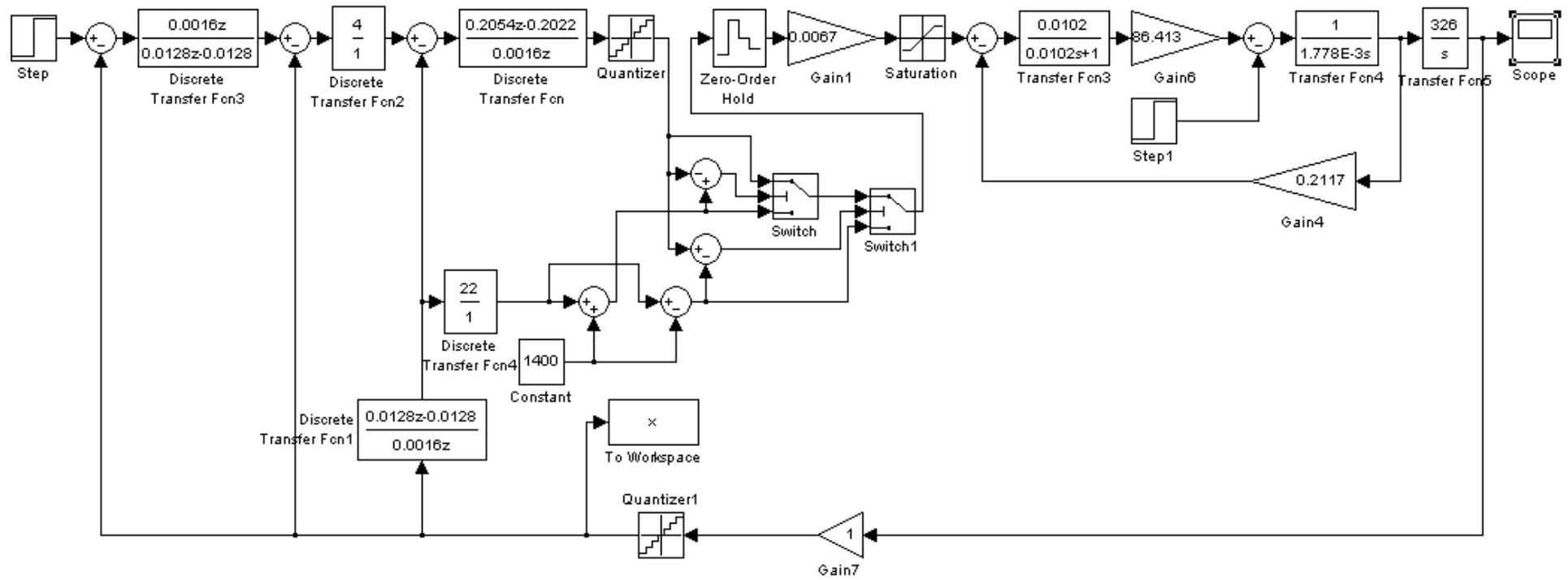


Рисунок 3.25 – Расчетная схема цифрового следящего электропривода с упреждающим токоограничением

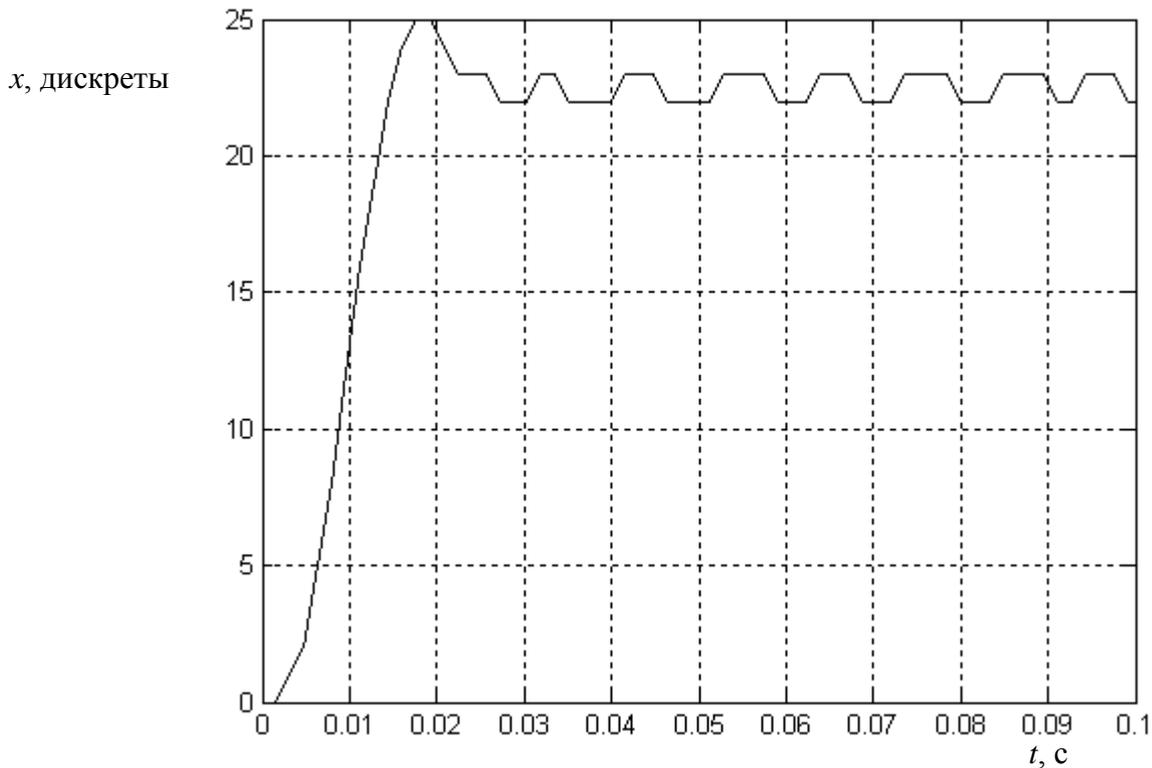


Рисунок 3.26 – Переходный процесс в цифровом следящем электроприводе по управляющему воздействию с учетом токоограничения

Сущность такого метода заключается в выборе постоянной времени T_u исходя из существенно колебательного процесса и коррекции выходного сигнала интегрального регулятора с помощью методов, обеспечивающих односторонний подход электропривода к заданной координате.

Процессы, протекающие в аналоговом прототипе следящего электропривода с адаптацией выходного сигнала интегрального регулятора, можно представить в виде структурной схемы, приведенной на рисунке 3.27. При обработке задающего воздействия в электроприводе осуществляется сравнение рассогласования на входе интегрального регулятора с заранее заданной величиной Δx_0 .

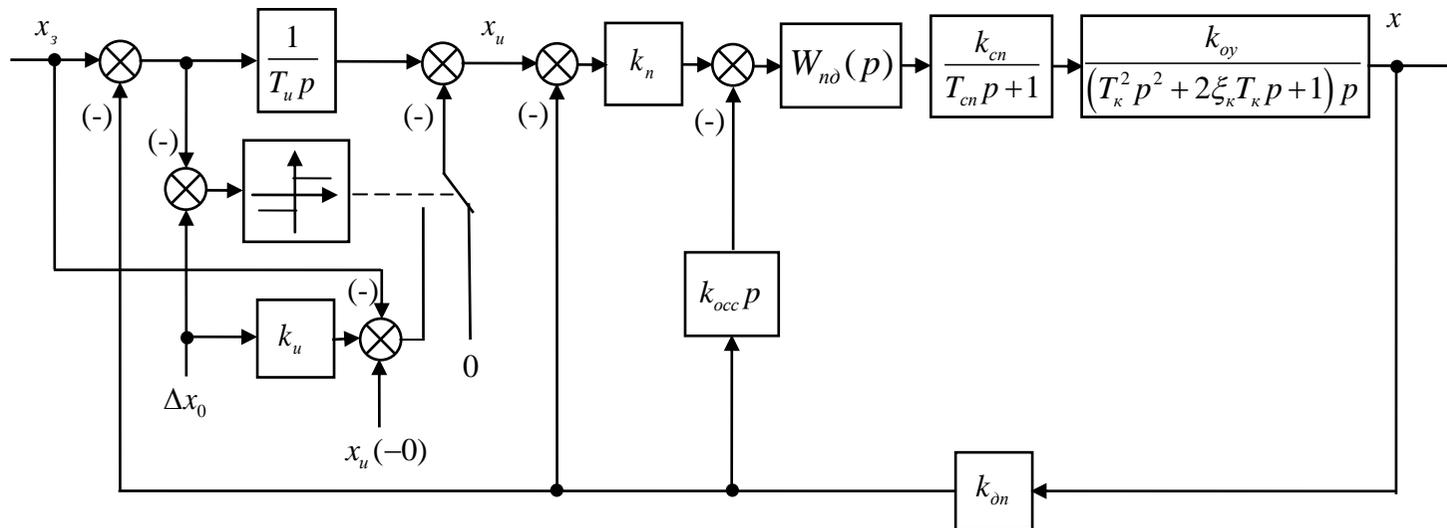


Рисунок 3.27 – Структурная схема аналогового прототипа следящего электропривода с адаптацией выходного сигнала интегрального регулятора

При достижении рассогласованием значения $\Delta\varphi_0$ срабатывает релейный элемент и производится коррекция выходного сигнала интегрального регулятора. Новое значение выхода интегратора определяется как разность:

$$x_u(0) = x_3 - k_u \Delta x_0,$$

где k_u – параметр дополнительного пропорционального звена, введенного в систему.

Величина $x_u(-0)$ характеризует выходной сигнал интегрального регулятора к моменту переключения релейного элемента.

Для обеспечения одностороннего подхода к заданной координате x_3 , даже в случае выбора T_u исходя из колебательного характера переходного процесса, необходимо правильно определить величину k_u .

С целью корректного выбора k_u проанализируем динамические процессы, протекающие в момент переключения релейного элемента. Они с достаточной степенью точности могут быть описаны передаточной функцией (2.25) второго замкнутого контура:

$$W_2(p) = \frac{1}{k_{on} \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}} p^3 + \frac{(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} - T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^2} p^2 + \frac{(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 - (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{nd} + T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^3} p + 1 \right]}. \quad (3.17)$$

Если пренебречь величиной постоянной времени T_{cn} , то передаточную функцию (3.17) можно записать в следующем виде:

$$W_2(p) = \frac{x(p)}{x_u(p)} \approx \frac{1}{k_{on} \left[\frac{T_{\kappa}^2}{k_2 T_{nd}} p^2 + \frac{(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}) T_{nd} - T_{\kappa}^2}{k_2 T_{nd}^2} p + 1 \right]}$$

или

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{on} [T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1]}, \quad (3.18)$$

$$\text{где } T_2 = \sqrt{\frac{T_\kappa^2}{k_2 T_{n0}}}, \text{ а } \xi_2 = \frac{(2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n0}) T_{n0} - T_\kappa^2}{2k_2 T_{n0}^2 \sqrt{\frac{T_\kappa^2}{k_2 T_{n0}}}}.$$

Изображение Карсона-Хевисайда выходного сигнала интегрального регулятора при ненулевых начальных условиях

$$x_u(p) = \frac{x_3(p) - k_{on} x(p) + T_u x_{u0} p}{T_u p}, \quad (3.19)$$

где x_{u0} – начальное значение выходного сигнала интегрального регулятора после переключения релейного элемента.

Из (3.18) с учетом (3.19) следует изображение выходной координаты следящего электропривода при ненулевых начальных условиях:

$$x(p) = \frac{x_3(p) + T_u x_{u0} p + k_{on} T_u p^2 [(T_2^2 p + 2\xi_2 T_2) x_0 + T_2^2 V_0]}{k_{on} (T_2^2 T_u p^3 + 2\xi_2 T_2 T_u p^2 + T_u p + 1)}, \quad (3.20)$$

где x_0 и V_0 – начальные значения перемещения и скорости движения исполнительного механизма в момент переключения релейного элемента.

Целью проводимого математического анализа является определение зависимости необходимого значения x_{u0} от заданного рассогласования Δx_0 . Найдем приближенное решение поставленной задачи, предположив, что величиной $T_2^2 T_u$ можно пренебречь.

Тогда выражение (3.29) значительно упростится:

$$x(p) = \frac{x_3(p) + T_u x_{u0} p + 2\xi_2 T_2 T_u k_{on} x_0 p^2}{k_{on} (2\xi_2 T_2 T_u p^2 + T_u p + 1)} = \frac{B_1(p)}{A_1(p)}. \quad (3.21)$$

Знаменатель изображения (3.21) имеет корни:

$$p_{1,2} = \frac{-T_u \pm \sqrt{T_u^2 - 8\xi_2 T_2 T_u}}{4\xi_2 T_2 T_u}.$$

На основании формулы разложения [59]

$$x(t) = \frac{B_1(0)}{A_1(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{B_1(p_k)}{p_k A_1'(p_k)} e^{p_k t},$$

где p_K – корни уравнения $A_1(p) = 0$.

От изображения (3.21) перейдем к оригиналу:

$$x(t) = \frac{1}{k_{on}} \left\{ \begin{aligned} & x_3 + \frac{x_3 + T_u x_{u0} p_1 + 2\xi_2 T_2 T_u k_{on} x_0 p_1^2}{T_u p_1 (4\xi_2 T_2 p_1 + 1)} e^{p_1 t} + \\ & + \frac{x_3 + T_u x_{u0} p_2 + 2\xi_2 T_2 T_u k_{on} x_0 p_2^2}{T_u p_2 (4\xi_2 T_2 p_2 + 1)} e^{p_2 t} \end{aligned} \right\}. \quad (3.22)$$

В свою очередь начальное значение перемещения x_0 связано с рассогласованием в момент переключения релейного элемента соотношением

$$x_0 = \frac{x_3 - \Delta x_0}{k_{on}}.$$

Поэтому

$$x(t) = \frac{1}{k_{on}} (x_3 + C_1 e^{p_1 t} - C_2 e^{p_2 t}), \quad (3.23)$$

$$\text{где } C_1 = \frac{x_3 + T_u x_{u0} p_1 + 2\xi_2 T_2 T_u (x_3 - \Delta x_0) p_1^2}{T_u p_1 (4\xi_2 T_2 p_1 + 1)};$$

$$C_2 = -\frac{x_3 + T_u x_{u0} p_2 + 2\xi_2 T_2 T_u (x_3 - \Delta \varphi x_0) p_2^2}{T_u p_2 (4\xi_2 T_2 p_2 + 1)}.$$

Из выражения (3.23) следует необходимое условие того, чтобы переходный процесс завершился в нулевой координате без перерегулирования:

$$\max(C_1 e^{p_1 t} - C_2 e^{p_2 t}) = 0. \quad (3.24)$$

Для нахождения времени t , соответствующего этому максимуму, продифференцируем (3.33) и полученную производную приравняем к нулю:

$$p_1 C_1 e^{p_1 t} - p_2 C_2 e^{p_2 t} = 0.$$

Отсюда следует, что время, соответствующее максимуму (3.24),

$$t = \frac{1}{p_1 - p_2} \ln \left(\frac{p_2 C_2}{p_1 C_1} \right). \quad (3.25)$$

Подставив (3.25) в (3.24), после несложных преобразований получим:

$$\left(\frac{p_2 C_2}{p_1 C_1}\right)^{\frac{p_2}{p_1 - p_2}} \left(\frac{p_2}{p_1} - 1\right) C_2 = 0. \quad (3.26)$$

Из (3.26) вытекает, что для получения желаемого переходного процесса необходимо выполнение условия:

$$C_2 = 0 \text{ или } \frac{x_3 + T_u x_{u0} p_2 + 2\xi_2 T_2 T_u (x_3 - \Delta x_0) p_2^2}{T_u p_2 (4\xi_2 T_2 p_2 + 1)} = 0. \quad (3.27)$$

Формула (3.27) позволяет получить аналитическое выражение необходимого значения выходного сигнала интегрального регулятора в момент переключения релейного элемента:

$$x_{u0} = x_3 - k_u \Delta x_0, \quad (3.28)$$

$$\text{где } k_u = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2\xi_2 T_2}{T_u}} = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd}) T_{nd} - T_k}{k_2 T_{nd}^2 T_u}}.$$

Производя адаптацию выходного сигнала интегрального регулятора в соответствии с (3.28), можно обеспечить односторонний подход следящего электропривода к заданной координате, несмотря на колебательный характер переходного процесса. Действительно, моделирование цифрового следящего электропривода (рисунок 3.28) с адаптацией выходного сигнала интегрального регулятора, постоянная времени которого в 2 раза меньше расчетной величины ($T_u = 0,004$ с), показывает, что наблюдается монотонный переходный процесс (рисунок 3.29). Анализ графика позволяет сделать вывод, что электропривод придет в зону ± 1 дискрета от заданного значения за время $t'_{mn} = 0,0088$ с. Таким быстродействием не обладает ни один современный цифровой следящий электропривод с синхронным исполнительным двигателем. Причем полоса частот пропускания составит 284 рад/с (45,2 Гц) без корректирующего устройства по управляющему воздействию (рисунок 3.30). С корректирующим устройством полоса увеличится до 477 рад/с (75,92 Гц) (рисунок 3.31).

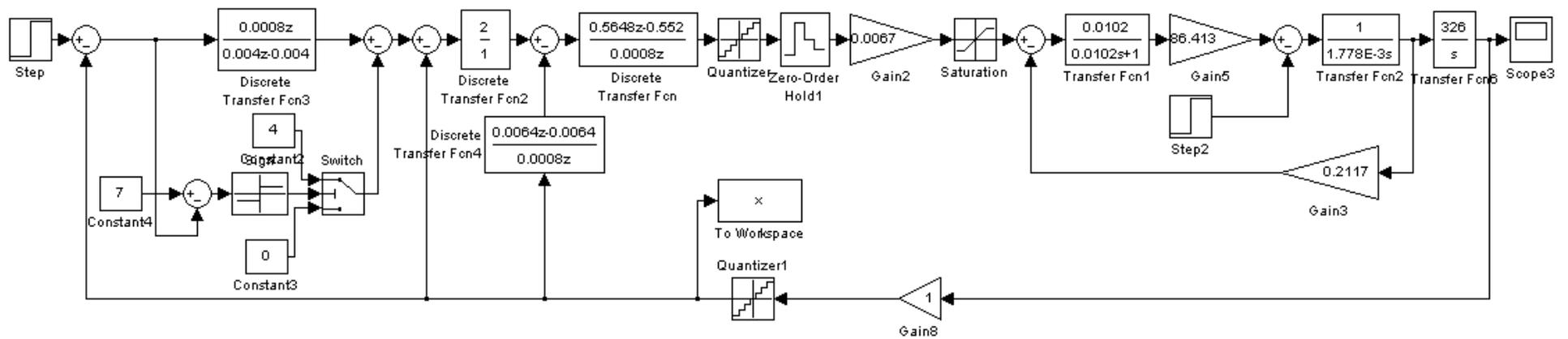


Рисунок 3.28 – Расчетная модель цифрового следящего электропривода с учетом квантования по уровню, ограничения напряжения силового преобразователя и адаптацией выходного сигнала интегрального регулятора при $T = 0,0008$ с

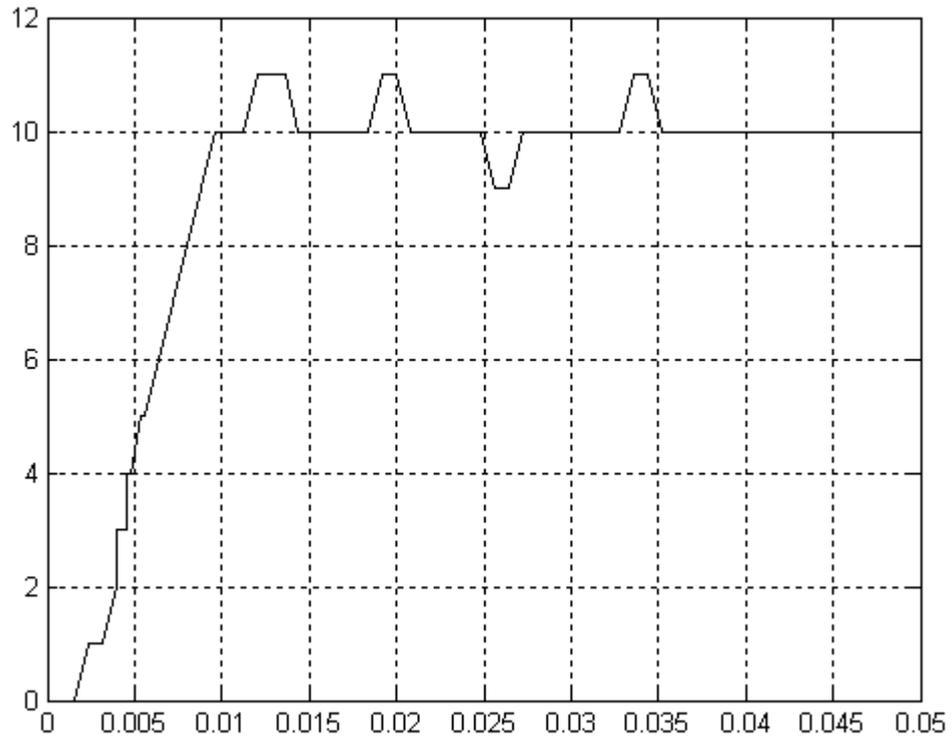


Рисунок 3.29 – Переходный процесс в цифровом следящем электроприводе по управляющему воздействию с учетом квантования по уровню и адаптации выходного сигнала интегрального регулятора при периоде дискретизации $T = 0,0008$ с

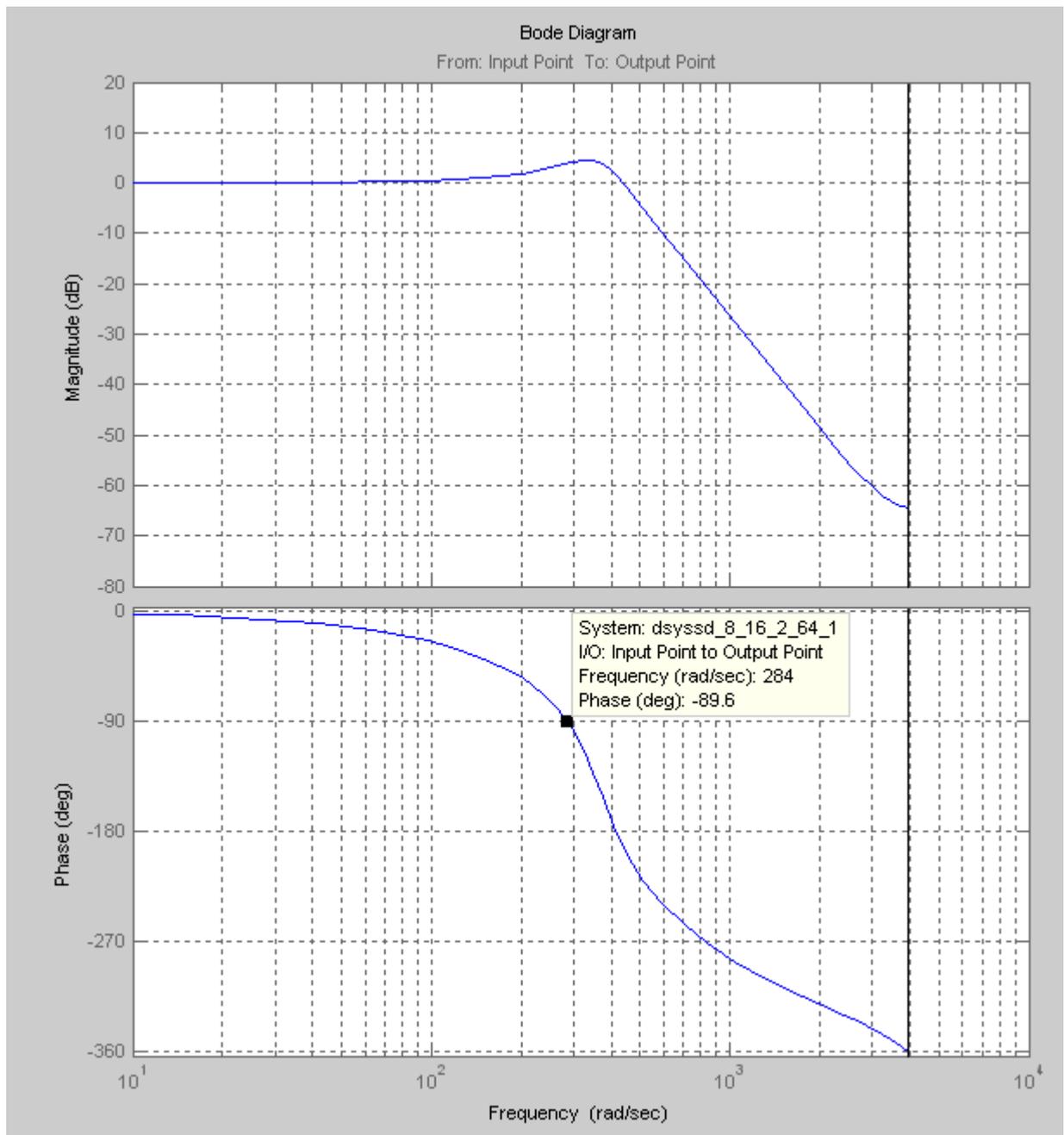


Рисунок 3.30 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем при $T = 0,0008$ с и $T_u = 0,004$ с

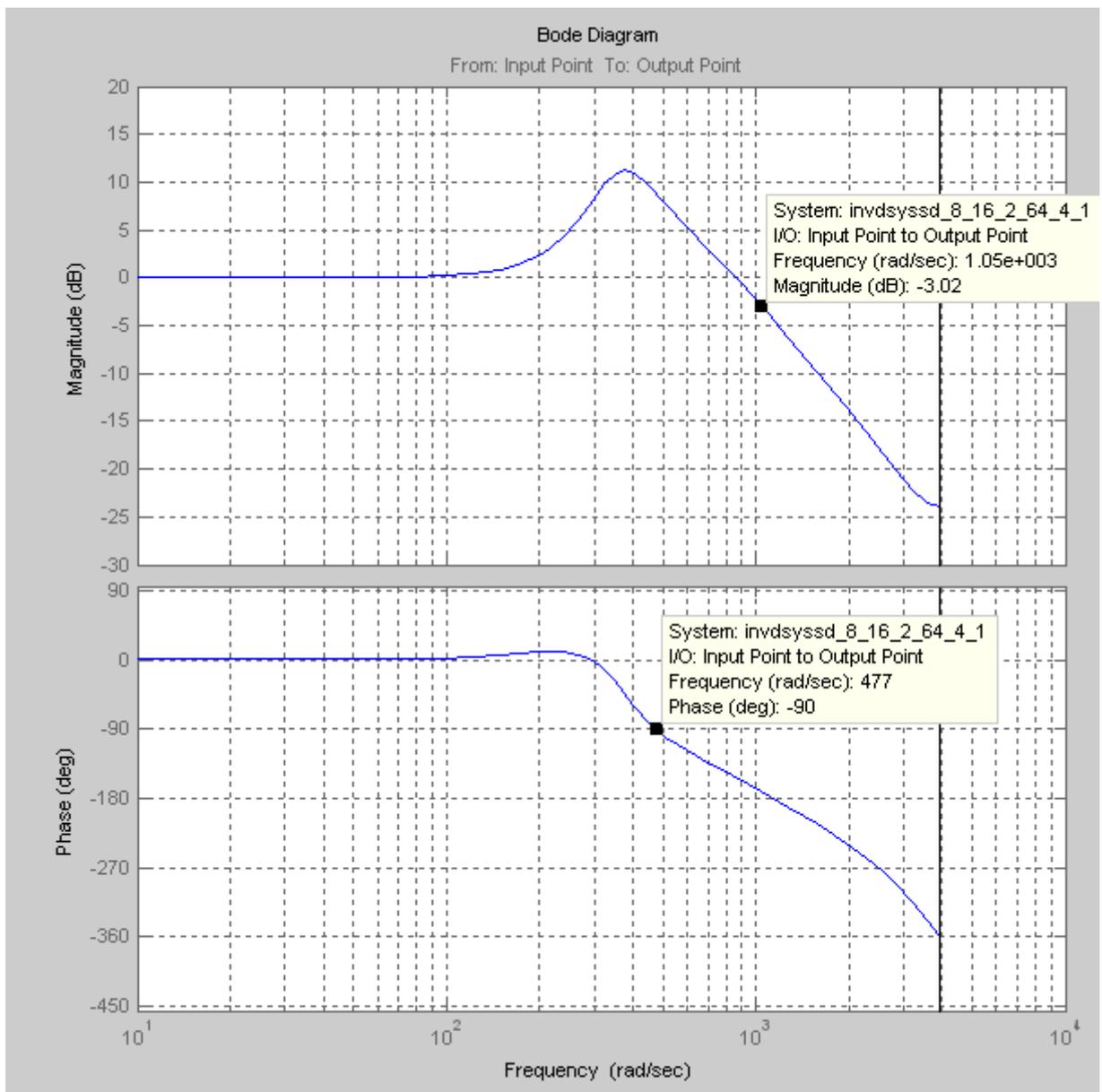


Рисунок 3.31 – Частотные характеристики цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом корректирующего устройства по управляющему воздействию при $T = 0,0008$ с и $T_u = 0,004$ с

3.8 Выводы по третьей главе

1. Разработаны структурные схемы цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом квантования по времени.

2. Найдены дискретные передаточные функции непрерывной части системы с учетом экстраполятора нулевого порядка, цифровых регуляторов и следящего электропривода в целом.

3. Проанализированы показатели качества регулирования цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем с учетом процесса квантования по времени цифровой системы.

4. Проведено исследование влияния квантования по уровню на свойства цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

5. Определено оптимальное соотношение между величиной периода дискретизации и значениями параметров настройки цифровых регуляторов, обеспечивающее максимальное быстродействие следящего электропривода.

6. Предложено с целью увеличения быстродействия использовать в следящем электроприводе интегральный регулятор с релейной адаптацией выходного сигнала.

7. Методом компьютерного моделирования доказано, что предлагаемый следящий электропривод с синхронным исполнительным двигателем превосходит известные аналоги по быстродействию и полосе пропускания частот.

4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННОГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С СИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

4.1 Экспериментальная установка для исследования разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Экспериментальная установка создана на базе поворотного стола модели СК36-1202 с диаметром планшайбы 360 мм (рисунок 4.1).

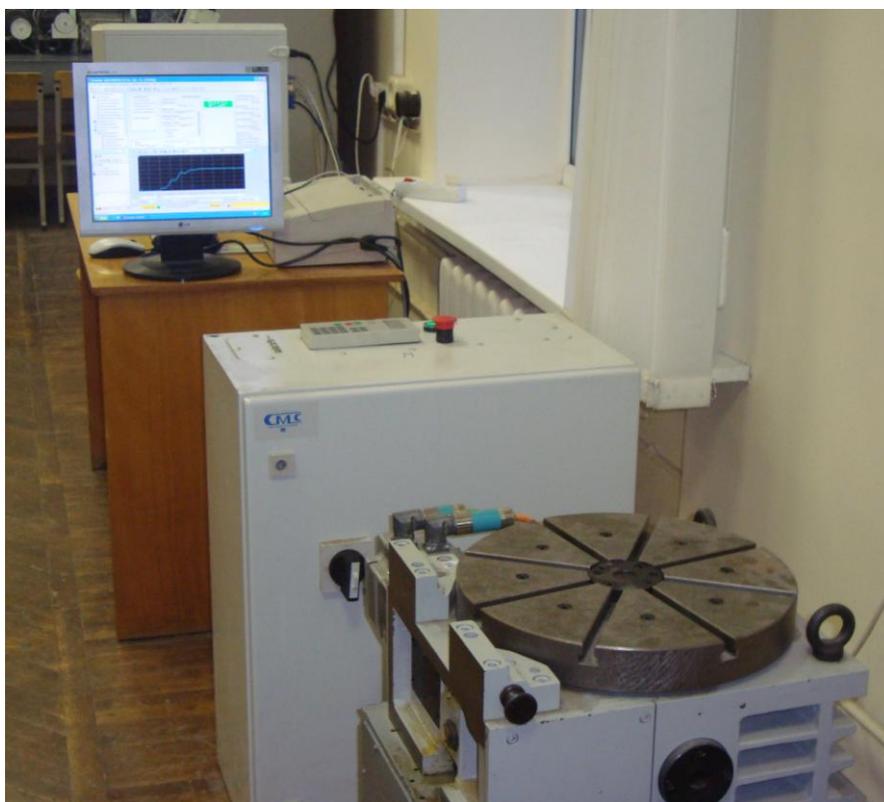


Рисунок 4.1 – Общий вид экспериментального стенда на базе поворотного стола модели СК36-1202 с управлением от персонального компьютера

В качестве исполнительного в поворотном столе используется синхронный электродвигатель фирмы SIEMENS модели 1FK7060-5AF71 (рисунок 4.2) с постоянными магнитами в цепи ротора.

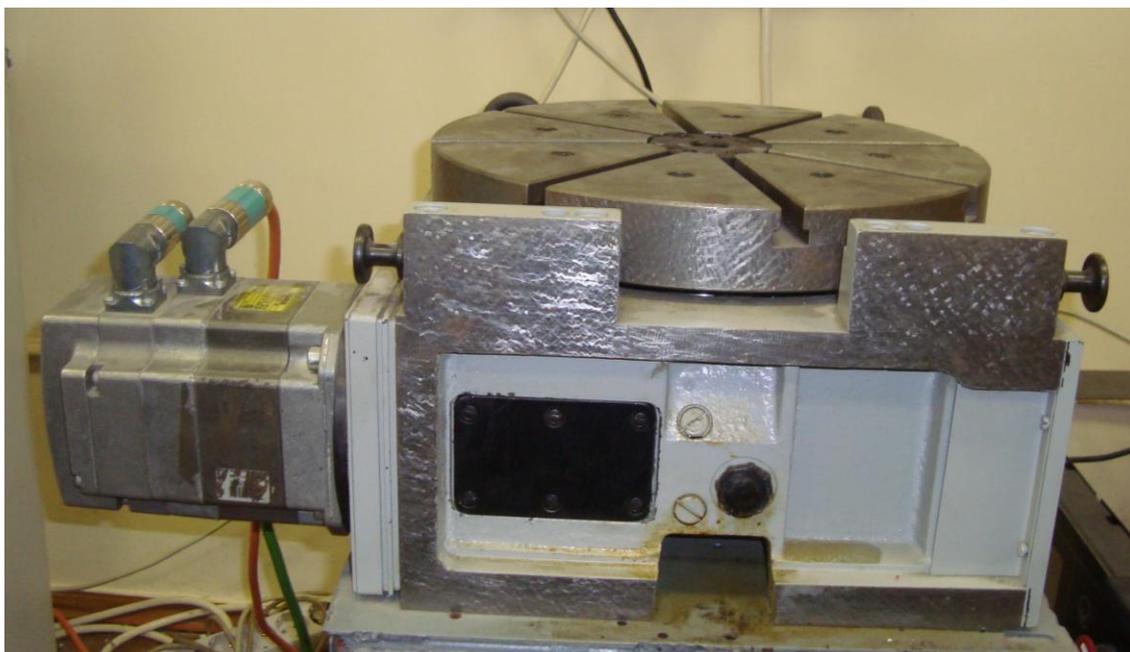


Рисунок 4.2 – Прецизионный поворотный стол модели SK36-1202

Электродвигатель и, следовательно, поворотный стол управляется позиционно-следающим электроприводом Simover Masterdrives Motion Control (рисунок 4.3).

4.2 Техническая реализация разработанного следающего электропривода

Для технической реализации разработанного следающего электропривода воспользуемся стандартными регуляторами электропривода Simover Masterdrives Motion Control, а также программируемым логическим контроллером, имеющимся внутри этого электропривода, и ВІСО-технологией программирования. Пользователь имеет доступ к регуляторам положения и скорости, которые в электроприводе Simover Masterdrives Motion Control выполнены пропорционально-интегральными.



Рисунок 4.3 – Электропривод Simovert Masterdrives Motion Control

При этом интегральная часть регулятора положения при стандартной настройке контуров по методике систем подчиненного регулирования не используется, применяется только пропорциональный регулятор положения.

Регуляторы тока в Simovert Masterdrives Motion Control выполнены пропорциональными, но пользователь не имеет к ним доступа. Поэтому для технической реализации разработанного следящего электропривода на базе преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control предлагается с помощью ВІСО-технологии программирования создать следующую комбинацию из традиционных регуляторов системы векторного управления и свободных функциональных блоков программируемого логического контроллера (рисунок 4.4).

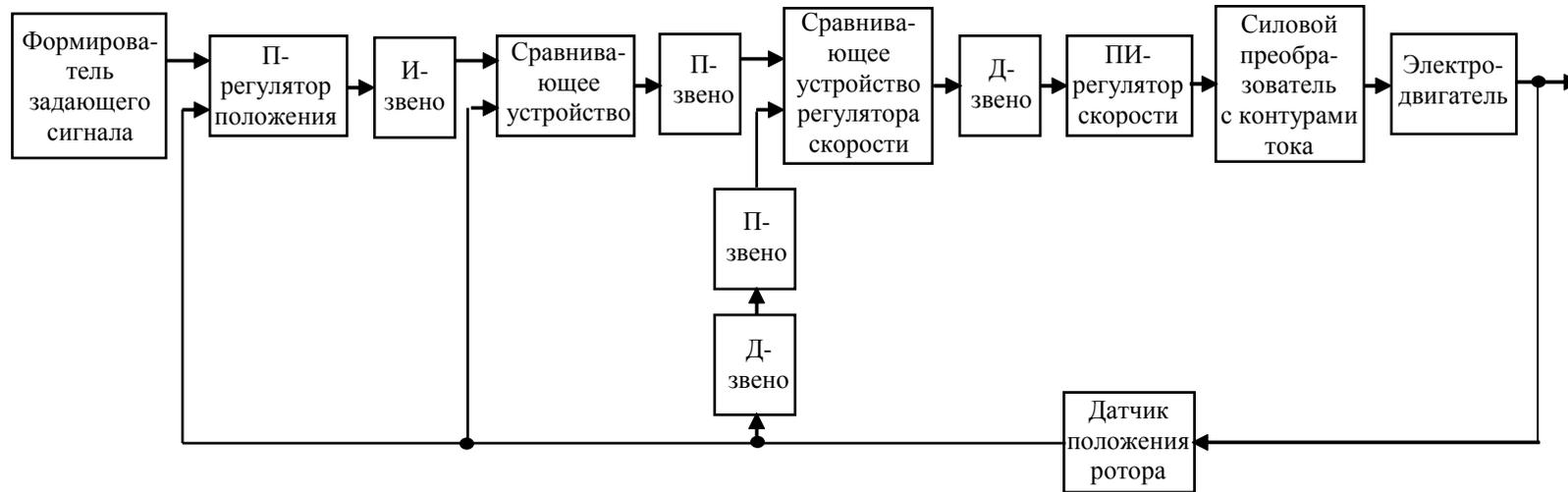


Рисунок 4.4 – Функциональная схема разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем при технической реализации на частотном преобразователе Simover Masterdrives MC

На функциональном уровне в состав экспериментального варианта разработанного следящего электропривода входят, прежде всего, элементы традиционной системы векторного управления: формирователь задающего сигнала, пропорциональная часть регулятора положения, сравнивающее устройство регулятора скорости, собственно ПИ-регулятор скорости, контуры тока, силовой преобразователь, синхронный исполнительный двигатель, датчик положения ротора и дифференцирующее звено (Д-звено), необходимое для организации обратной связи по скорости. ВІСО-технология программирования позволяет разорвать связи между названными выше блоками и вставить из программируемого логического контроллера следующие элементы: интегрирующее звено (И-звено), дополнительное сравнивающее устройство, два пропорциональных звена (П-звена) и дополнительное Д-звено.

Электродвигатель 1FK7060-5AF71 имеет следующие параметры: $n_n = 3000$ об/мин; $f_n = 200$ Гц; $U_n = 400$ В; $I_n = 3,7$ А; $M_n = 4,7$ Нм; $R_1 = 1,44$ Ом; $L_1 = 14,7$ мГн; $P = 1,48$ кВт; $Z_n = 4$; $\psi_{ld0} = 0,2117$ Вс; $\psi_e = 0,2117$ Вс; $J_{oe} = 0,00102$ кгм². Механическая часть поворотного стола характеризуется передаточным отношением червячного редуктора $i_p = 88$, моментом инерции червячного вала $J_{чв} = 5 \cdot 10^{-4}$ кгм² и моментом инерции планшайбы $J_{ни} = 2$ кгм². С учетом того, что датчик положения ротора синхронного электродвигателя имеет 2048 дискрет на оборот, максимальной величине сигнала обратной связи по скорости соответствует 65535 дискрет, а замкнутые контуры тока характеризуются постоянной времени $T_k = 0,0068$ с и коэффициентом демпфирования $\xi = 0,707$, по разработанной методике рассчитаны параметры регуляторов разработанного следящего электропривода: $T_u = 0,012$ с; $k_n = 4$; $k_{nd} = 2$; $T_{nd} = 0,125$ с; $k_{occ} = 0,0128$ с.

Такие настройки регуляторов можно реализовать, если коэффициент передачи пропорциональной части регулятора принять равным $k_{PI} = 1$, постоянную времени интегрального звена выбрать $T_u = 0,012$ с, коэффициент передачи пропорционального звена, включенного в прямую цепь, взять равным $k_n = 4$, величину постоянной времени дополнительного дифференцирующего звена выбрать

$T_{\partial} = 0,05$ с, реализовать передаточную функцию ПИ-регулятора скорости

$$W_{pc}(p) = 5 + \frac{1}{0,025p} = \frac{0,125p + 1}{0,025p},$$

а величину второго дополнительного пропорцио-

нального звена, включенного в цепь обратной связи по скорости, выбрать

$k_{occ2} = 0,04$. Значение $k_{occ2} = 0,04$ получается из простого соображения, что ис-

ходная величина передачи обратной связи по скорости $k_{occ1} = \frac{65535}{2048 \cdot 100} = 0,32$ с, где

100 об/с – максимальная допустимая скорость вала электродвигателя.

Реализовать функциональную схему, приведенную на рисунке 4.4, с расчетными значениями регуляторов можно с помощью введения в преобразователь Simover Masterdrives Motion Control параметров, приведенных в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры настройки частотного преобразователя Simover Masterdrives Motion Control для реализации разработанного следящего электропривода

№ параметра	Численное значение параметра	Описание параметра
P204	1	коэффициент передачи регулятора положения
P206	0 мс	постоянная времени интегрирования регулятора положения
P220	КК0616	подключение выхода пропорционального звена в качестве сигнала задания для регулятора скорости
P226	КК0617	подключение выхода второго пропорционального звена к входу обратной связи регулятора скорости
P228	КК0607	подключение выхода дифференцирующего звена к входу регулятора скорости
P235	5	коэффициент передачи 1 регулятора скорости
P236	5	коэффициент передачи 2 регулятора скорости
P240	25 мс	постоянная времени интегрирования регулятора скорости
U094.01	КК0603	подключение выхода интегратора к первому входу первого сравнивающего устройства
U094.02	КК0120	подключение датчика положения к второму входу первого сравнивающего устройства
U095.01	КК0871	подключение сигнала задания к первому входу

		второго сравнивающего устройства
U095.02	КК0120	подключение датчика положения к второму входу второго сравнивающего устройства
U408.01	КК0132	подключение выхода пропорциональной составляющей части регулятора положения к входу интегратора
U408.02	100	верхнее ограничение выходного сигнала интегратора
U408.03	-100	нижнее ограничение выходного сигнала интегратора
U420	КК0152	подключение сигнала рассогласования на входе регулятора скорости к входу дифференцирующего звена
U421	0,05 с	постоянная времени дифференцирующего устройства
U433	0,012 с	постоянная времени интегратора
U440.01	4	коэффициент передачи первого пропорционального звена
U440.02	0,04	коэффициент передачи второго пропорционального звена
U441.01	КК0454	подключение выхода первого сравнивающего устройства к входу первого пропорционального звена
U441.02	КК0151	подключение выхода сигнала обратной связи по скорости к входу второго пропорционального звена
U442.01	16	количество сдвигов первого сдвигающего умножителя/делителя
U442.02	16	количество сдвигов второго сдвигающего умножителя/делителя
U442.03	16	количество сдвигов третьего сдвигающего умножителя/делителя
U443.01	КК0120	подключение датчика положения к входу первого сдвигающего умножителя/делителя
U443.02	КК0871	подключение сигнала задания к входу второго сдвигающего умножителя/делителя
U443.03	КК0455	подключение выхода второго сравнивающего устройства к входу третьего сдвигающего умножителя/делителя
U951.16	3	время выборки первого сравнивающего устройства, равное 1,6 мс
U951.53	3	время выборки интегратора, равное 1,6 мс
U951.54	3	время выборки второго пропорционального звена,

		равное 1,6 мс
U952.32	3	время выборки дифференцирующего устройства, равное 1,6 мс
U952.35	3	время выборки первого сравнивающего устройства, равное 1,6 мс
U953.36	3	время выборки сдвигающего умножителя/делителя, равное 1,6 мс
U953.37	3	время выборки второго сдвигающего умножителя/делителя, равное 1,6 мс
U953.38	3	время выборки второго сдвигающего умножителя/делителя, равное 1,6 мс
U953.39	3	время выборки первого пропорционального звена, равное 1,6 мс
Первый вход цифрового осциллографа	КК0618	подключение выхода первого сдвигающего умножителя/делителя к цифровому осциллографу
Второй вход цифрового осциллографа	КК0619	подключение выхода второго сдвигающего умножителя/делителя к цифровому осциллографу (вывод сигнала задания)
Третий вход цифрового осциллографа	КК0620	подключение выхода третьего сдвигающего умножителя/делителя к цифровому осциллографу (вывод сигнала ошибки слежения)
Четвертый вход цифрового осциллографа	КК0183	подключение сигнала, пропорционального действительному значению тока статора I_{1d} , к цифровому осциллографу
Пятый вход цифрового осциллографа	КК0184	подключение сигнала, пропорционального действительному значению тока статора I_{1q} , к цифровому осциллографу
Шестой вход цифрового осциллографа	КК0242	подключение сигнала, пропорционального действительному значению момента электродвигателя, к цифровому осциллографу

Введение параметров, приведенных в таблице 4.1, позволяет вывести на цифровой осциллограф программы Drive Monitor, поставляемой в комплекте с электроприводом Simovert Masterdrives Motion Control, сигнал датчика положе-

ния, задающий сигнал, сигнал ошибки слежения, проекции токов статора I_{1d} и I_{1q} на вращающуюся вместе с ротором систему координат, а также момент электродвигателя.

4.3 Результаты экспериментальных исследований и их анализ

В ходе экспериментальной работы прежде всего проведено исследование быстродействия разработанного следящего электропривода при расчетных значениях параметров регуляторов. График переходного процесса (рисунок 4.5) при повороте вала двигателя на 4 градуса (23 дискреты датчика положения ротора) показывает, что время входа в зону отклонений ± 1 дискрета от установившегося значения составляет 0,0645 с.

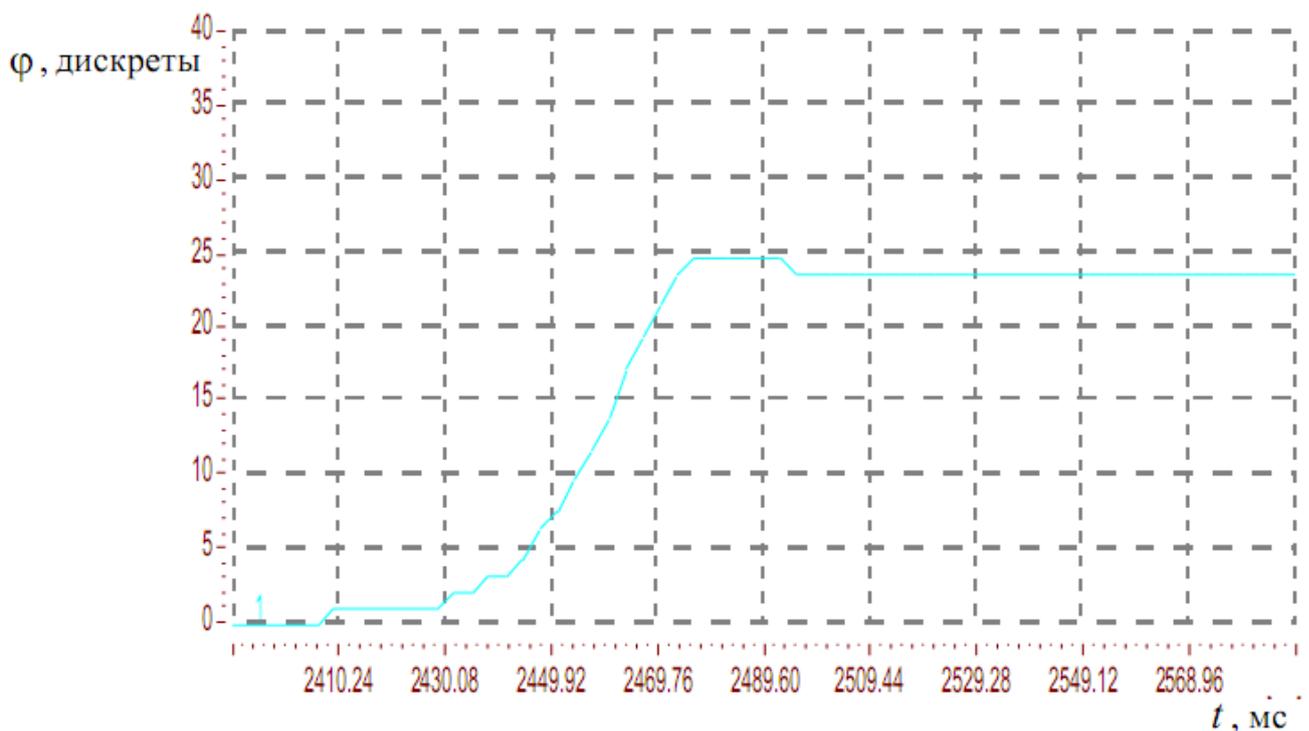


Рисунок 4.5 – Переходный процесс при расчетных параметрах регуляторов и повороте вала синхронного электродвигателя на 4 градуса

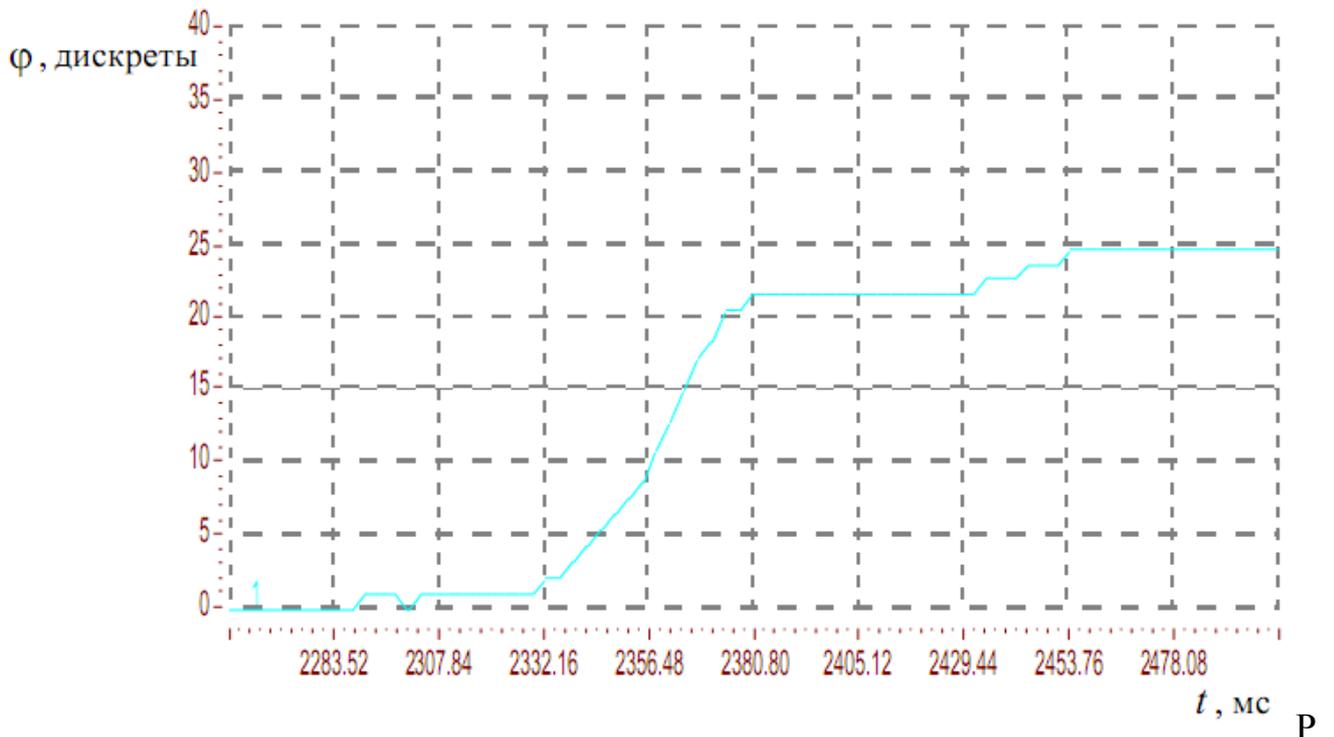
Проведено исследование влияния изменения приведенного к валу двигателя момента инерции на характер переходного процесса (рисунок 4.6).



Рисунок 4.6 – Переходный процесс при расчетных параметрах регуляторов с дополнительной массой 30 кг

Для этого на поворотный стол был установлен груз массой 30 кг. Анализ графика переходного процесса показывает, что изменение момента инерции планшайбы поворотного стола практически не влияет на время переходного процесса, которое также составляет 0,0645 с.

Проведены также эксперименты по исследованию времени переходного процесса при отклонении от расчетных значений параметров регуляторов. Увеличение постоянной времени пропорционально-дифференциального регулятора до $T_{nd} = 0,15$ с приводит к увеличению времени переходного процесса до 0,1581 с (рисунок 4.7).



исунок 4.7 – Переходный процесс при $T_{nd} = 0,15$ с

Использование постоянной времени пропорционально-дифференциального регулятора меньше расчетной $T_{nd} = 0,1$ с также приводит к увеличению времени переходного процесса: $t_m = 0,1472$ с (рисунок 4.8).

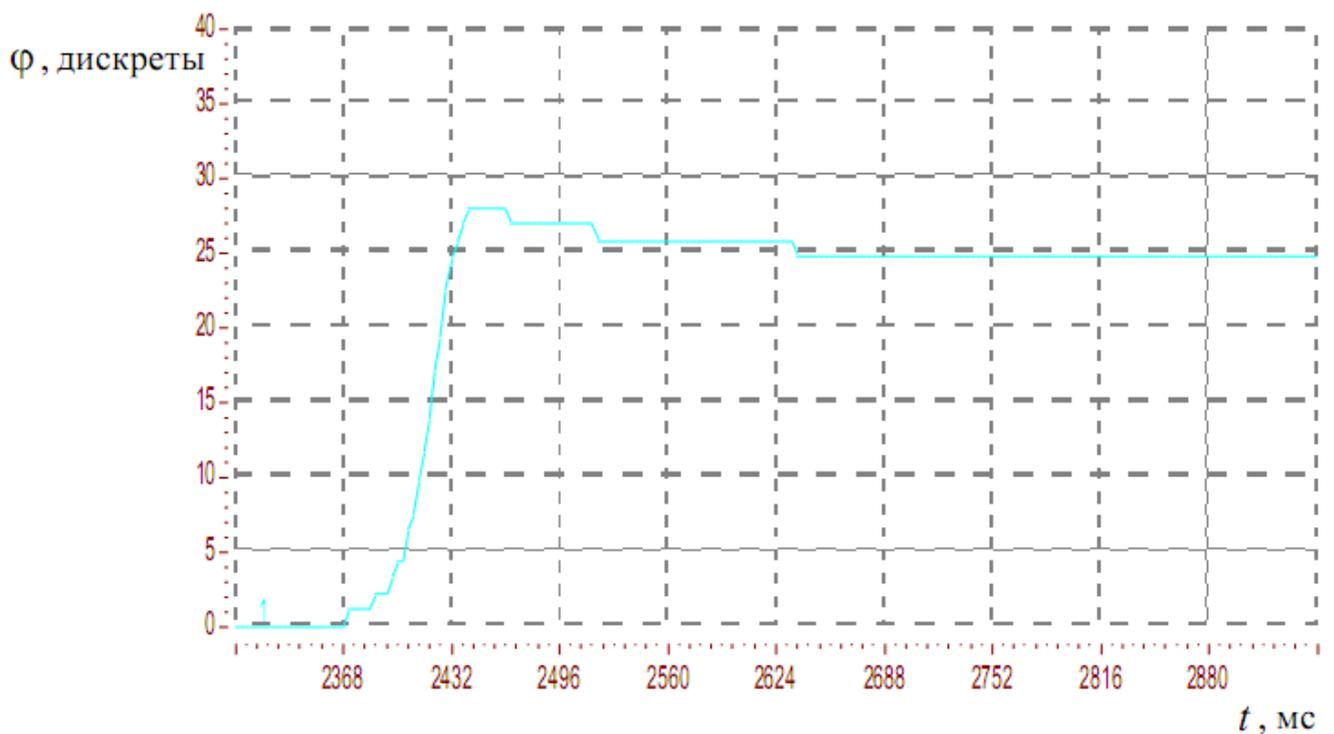


Рисунок 4.8 – Переходный процесс при $T_{nd} = 0,1$ с

При увеличении постоянной времени интегрального регулятора до значения $T_u = 0,015$ с время переходного процесса составляет 0,1421 с (рисунок 4.9). Уменьшение постоянной времени интегрального регулятора $T_u = 0,01$ с увеличивает время переходного процесса до 0,2304 с (рисунок 4.10).

Вариация коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора относительно расчетного значения приводит к следующим результатам: при $k_{nd} = 1,6$ время переходного процесса составляет $t_{mn} = 0,1302$ с (рисунок 4.11), при $k_{nd} = 2,4$ – $t_{mn} = 0,226$ с (рисунок 4.12).

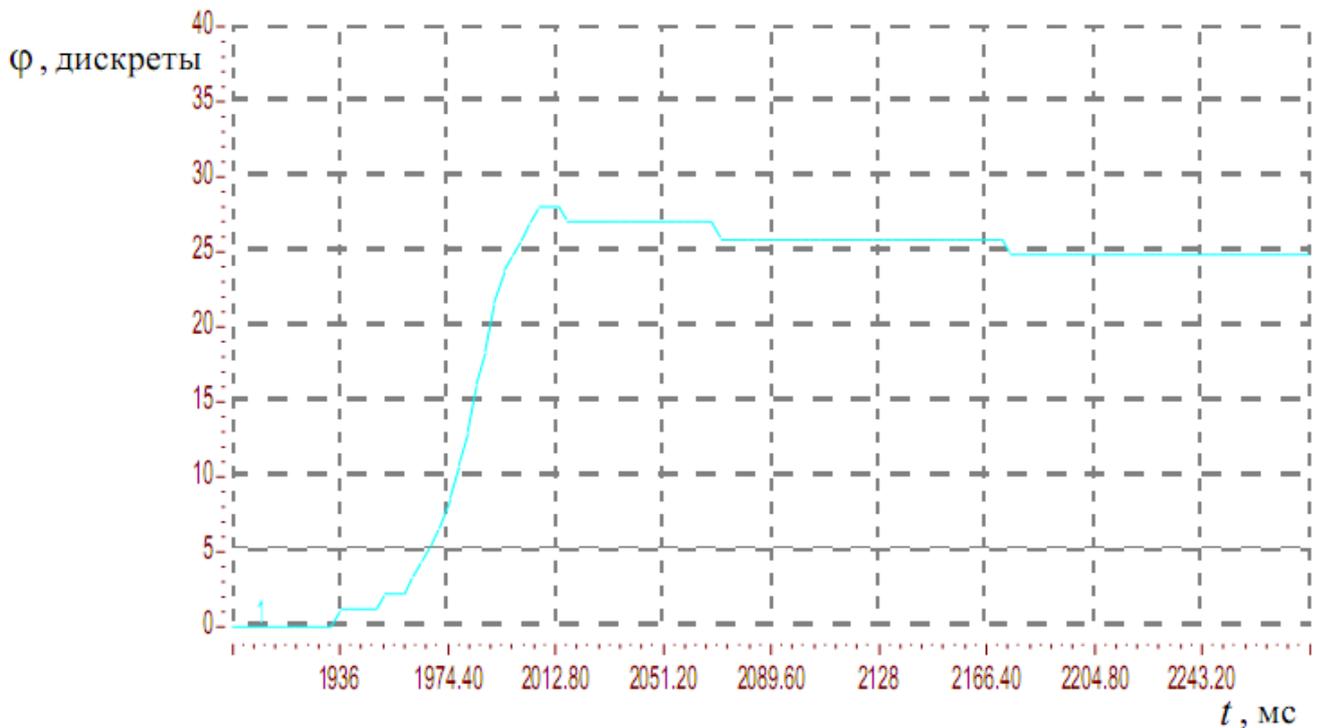


Рисунок 4.9 – Переходный процесс при $T_u = 0,015$ с

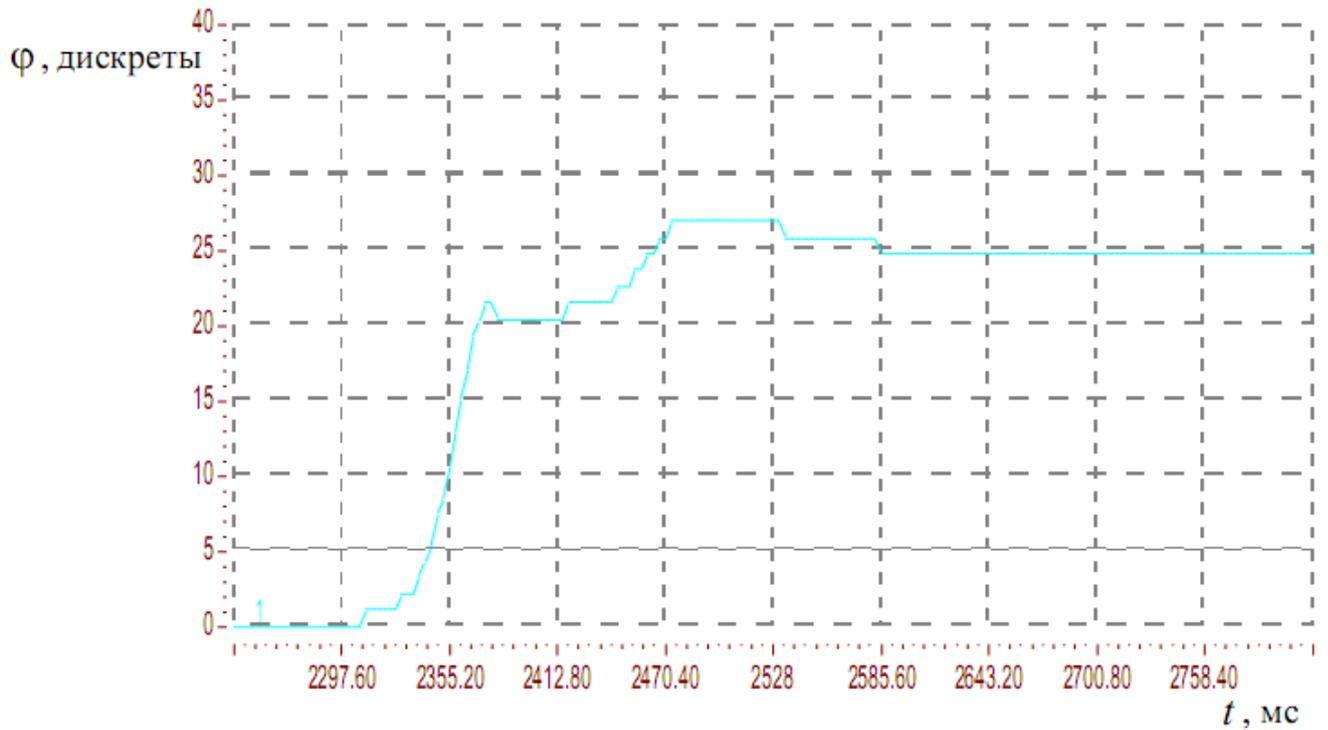


Рисунок 4.10 – Переходный процесс при $T_u = 0,01$ с

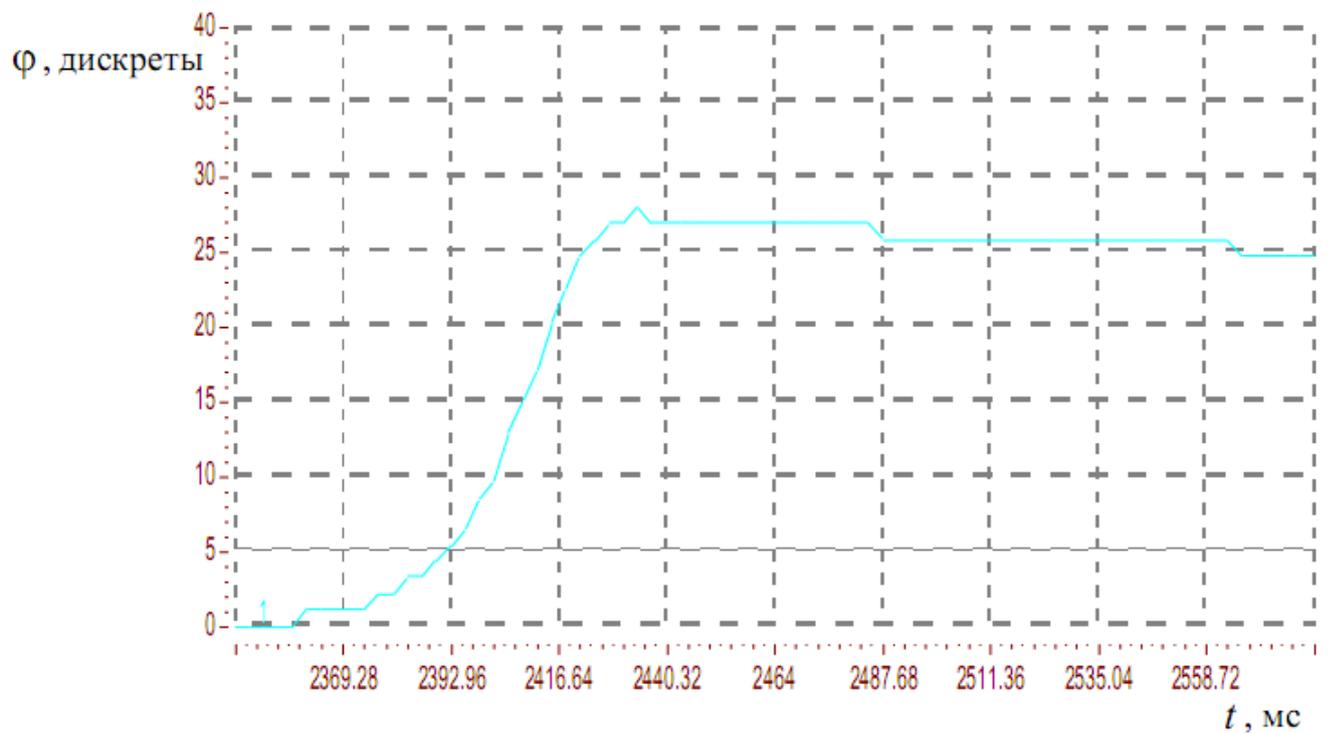


Рисунок 4.11 – Переходный процесс при $k_{no} = 1,6$

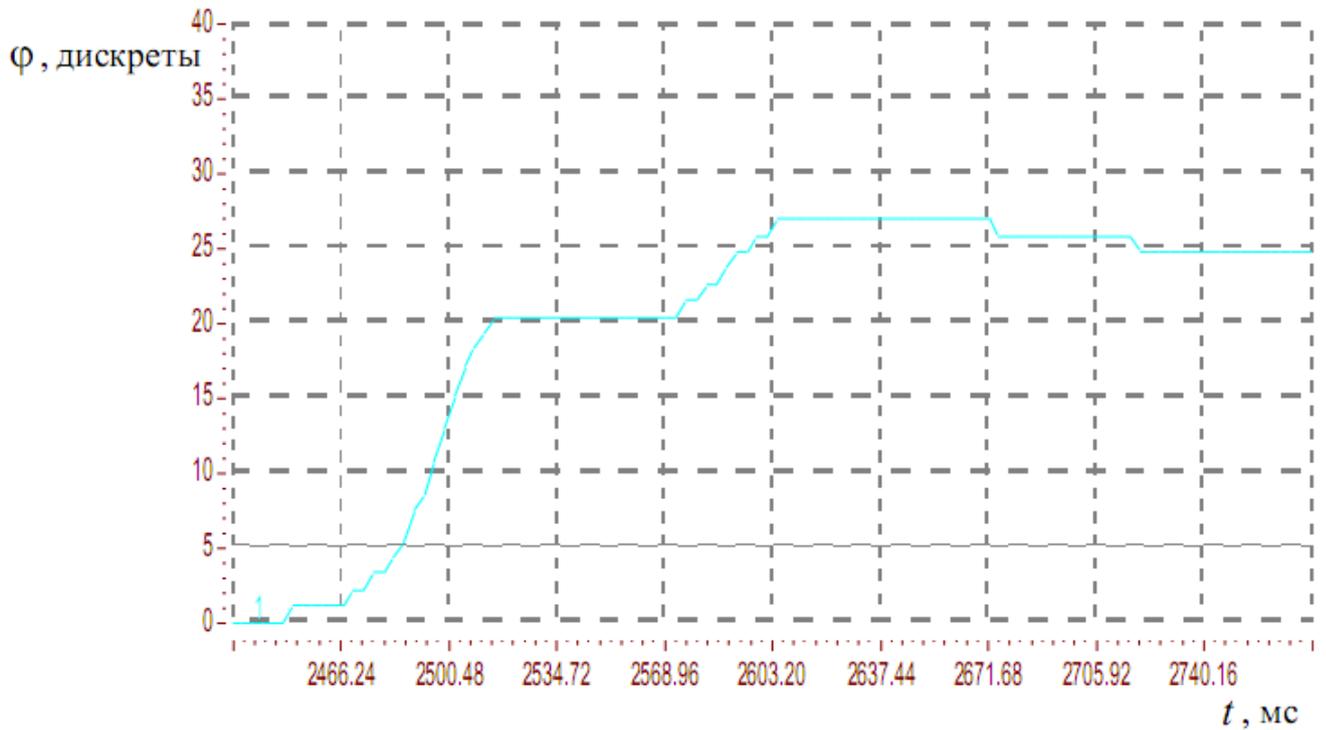


Рисунок 4.12 – Переходный процесс при $k_{no} = 2,4$

Уменьшение коэффициента передачи пропорционального регулятора до $k_n = 3$ приводит к увеличению времени переходного процесса до 0,1577 с (рисунок 4.13), в то же время при $k_n = 5$ – $t_{mn} = 0,2534$ с (рисунок 4.14).

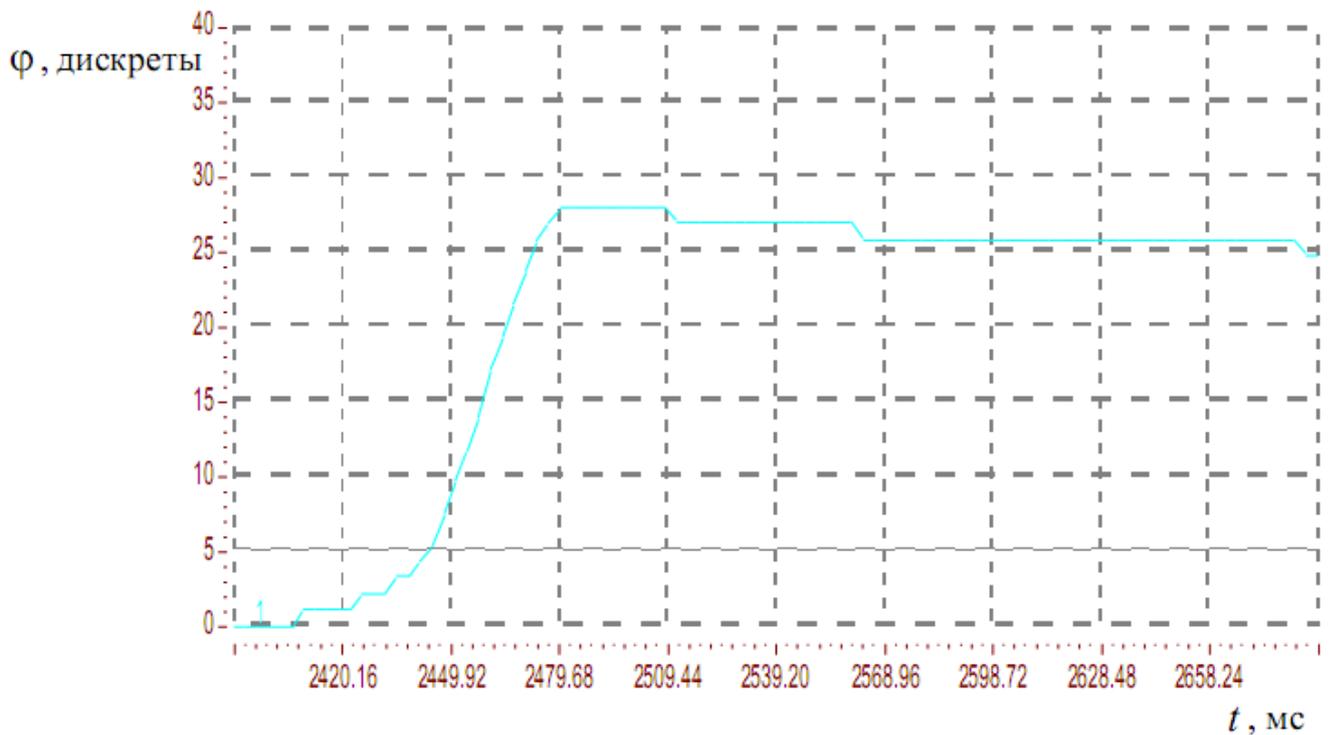


Рисунок 4.13 – Переходный процесс при $k_n = 3$



Рисунок 4.14 – Переходный процесс при $k_n = 5$

Вариация коэффициента передачи обратной связи по скорости приводит к следующим результатам: при $k_{occ} = 0,0096$ с время переходного процесса составляет $t_{mn} = 0,2172$ с (рисунок 4.15), при $k_{occ} = 0,016$ с – $t_{mn} = 0,2406$ с (рисунок 4.16).

Возвращаясь к базовым расчетным настройкам, получим переходный процесс, который характеризуется нулевым перерегулированием и временем $t_{mn} = 0,0664$ с (рисунок 4.17).

Анализ полученных результатов позволяет констатировать: разработанная методика расчета параметров регуляторов претендует на близкие к оптимальным результаты с позиции обеспечения максимального быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем при выбранном его структурном построении.

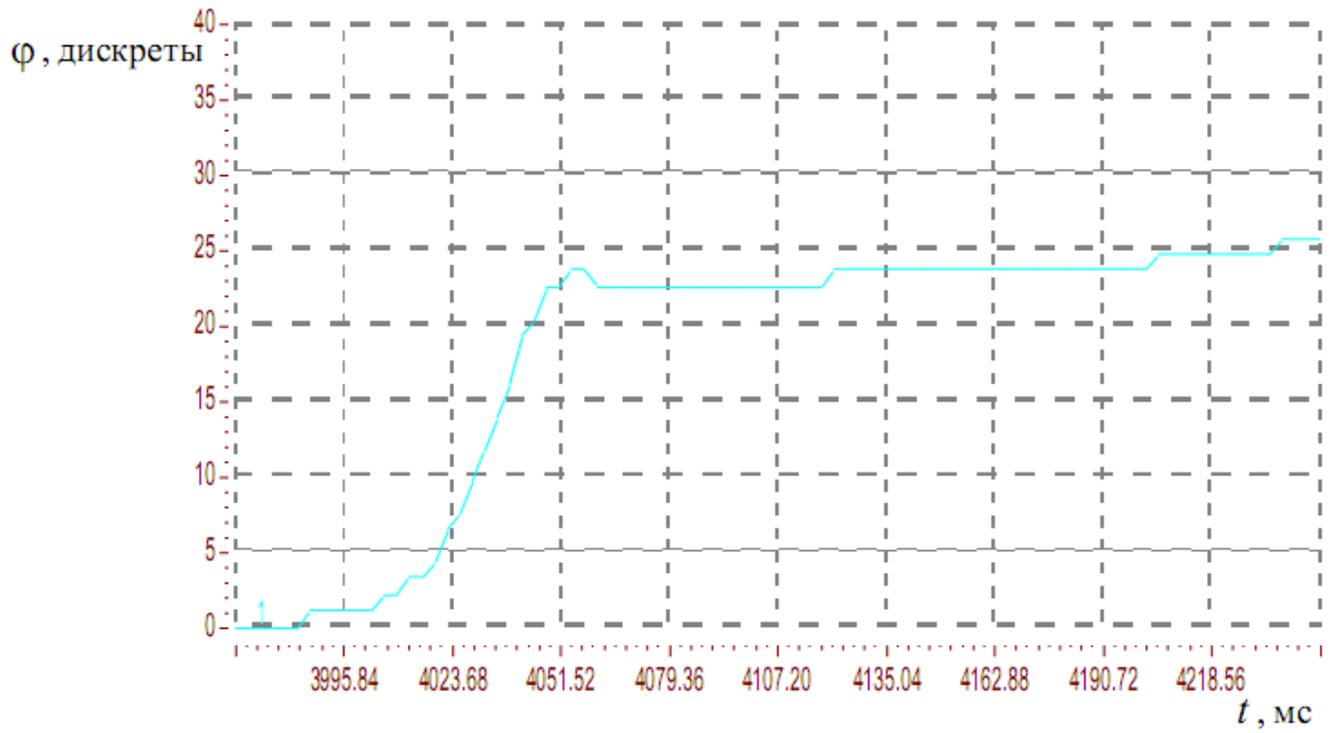


Рисунок 4.15 – Переходный процесс при $k_{occ} = 0,0096$ с

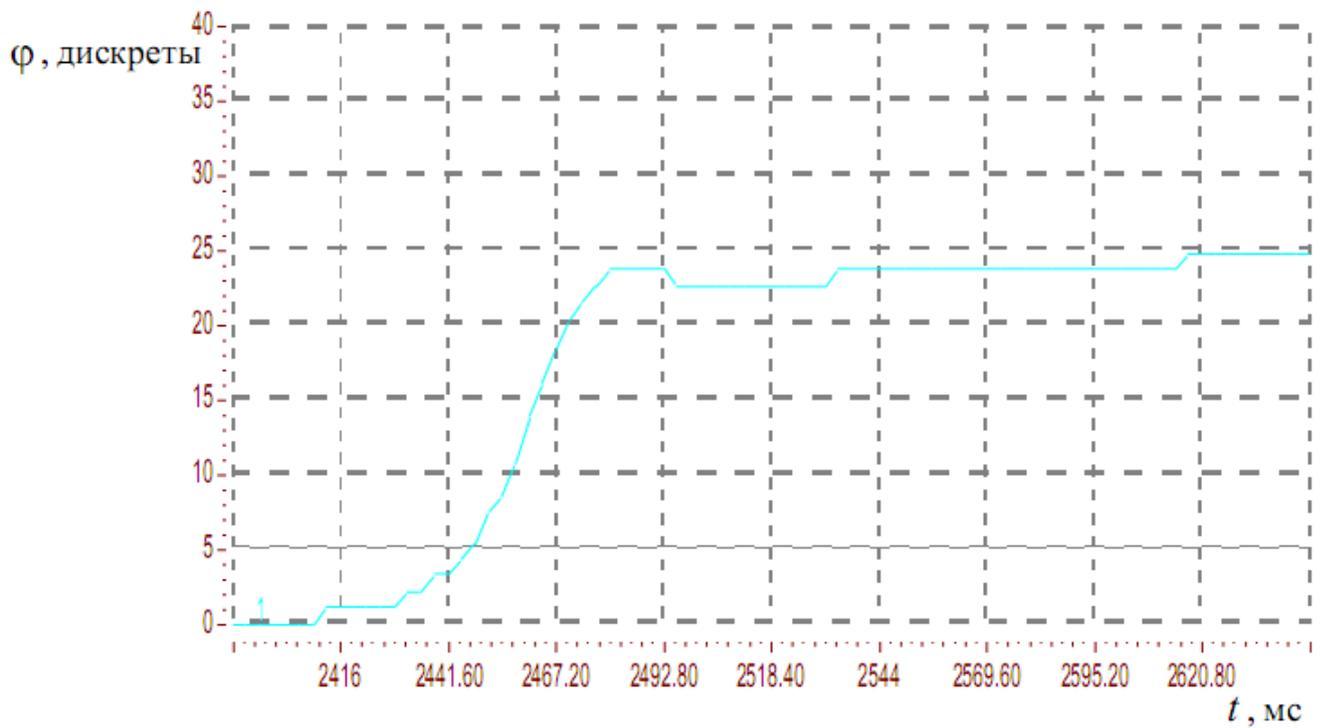


Рисунок 4.16 – Переходный процесс при $k_{occ} = 0,016$ с

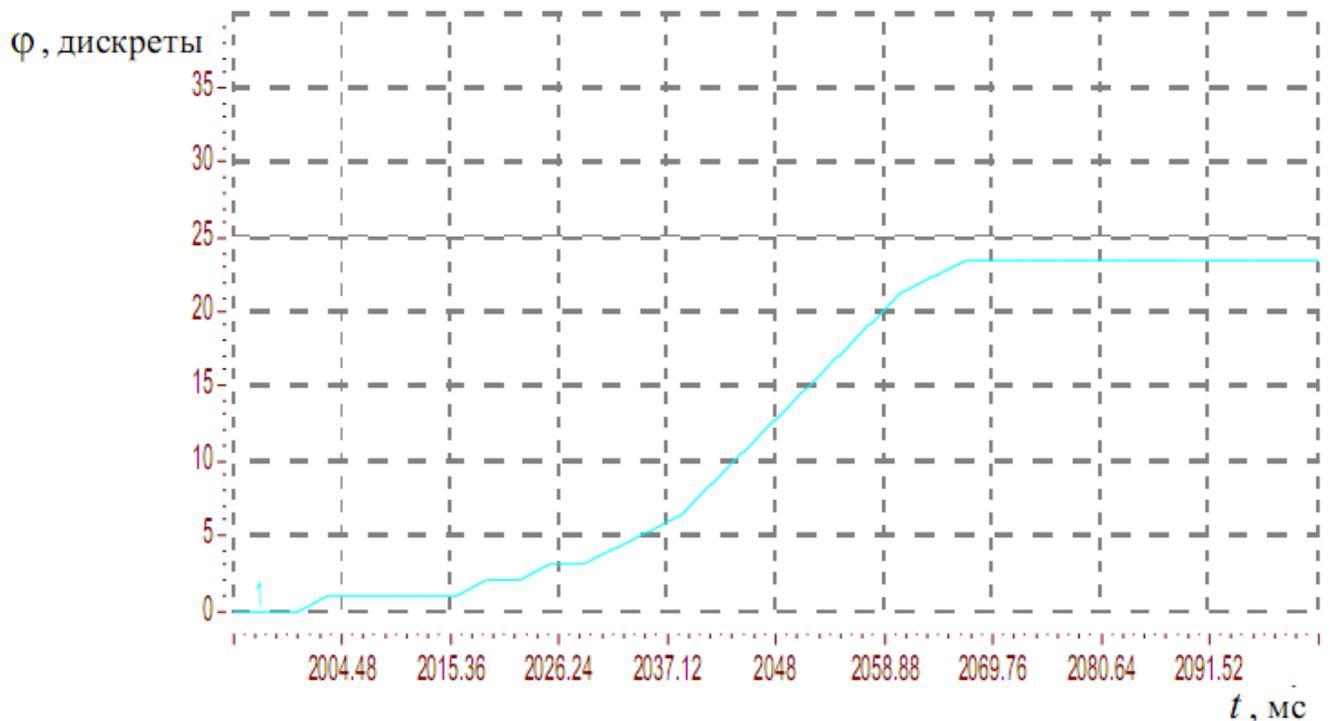
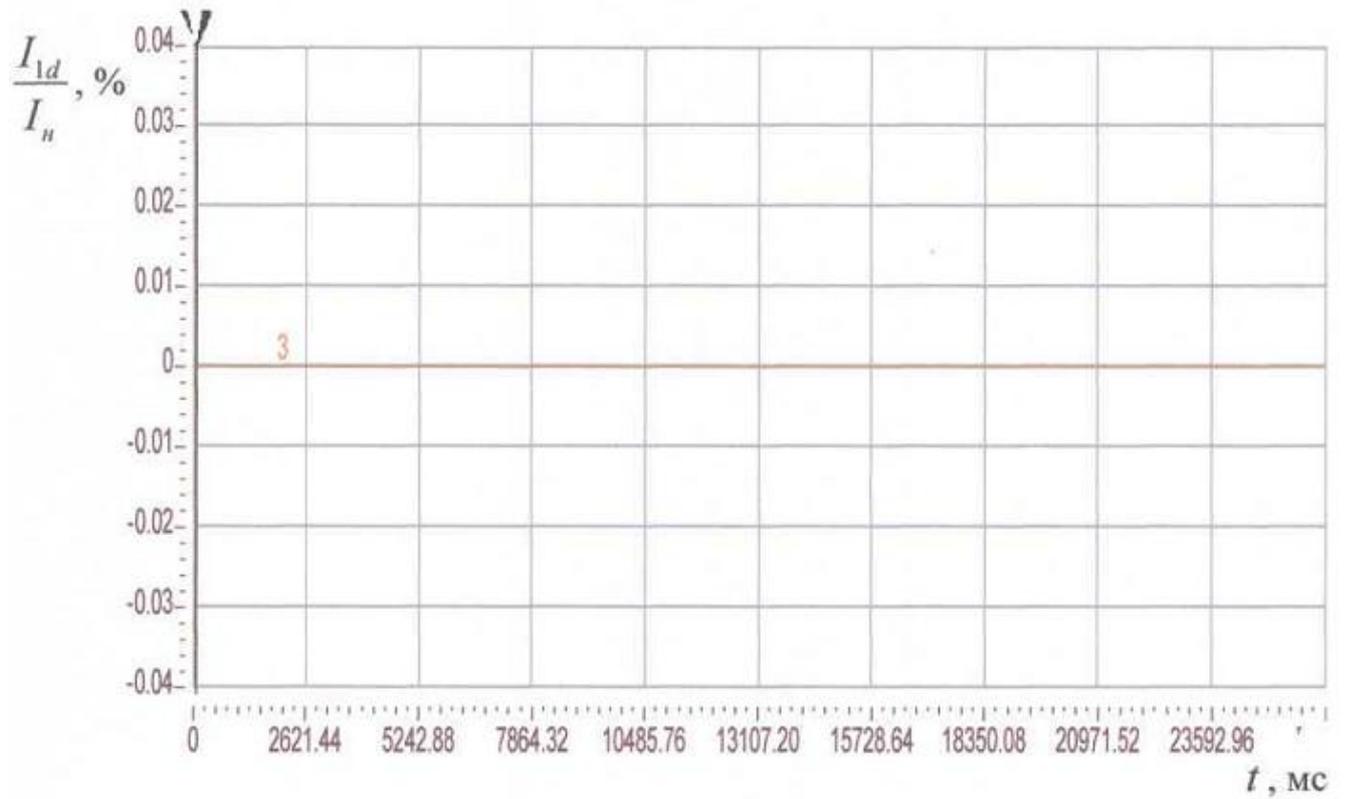
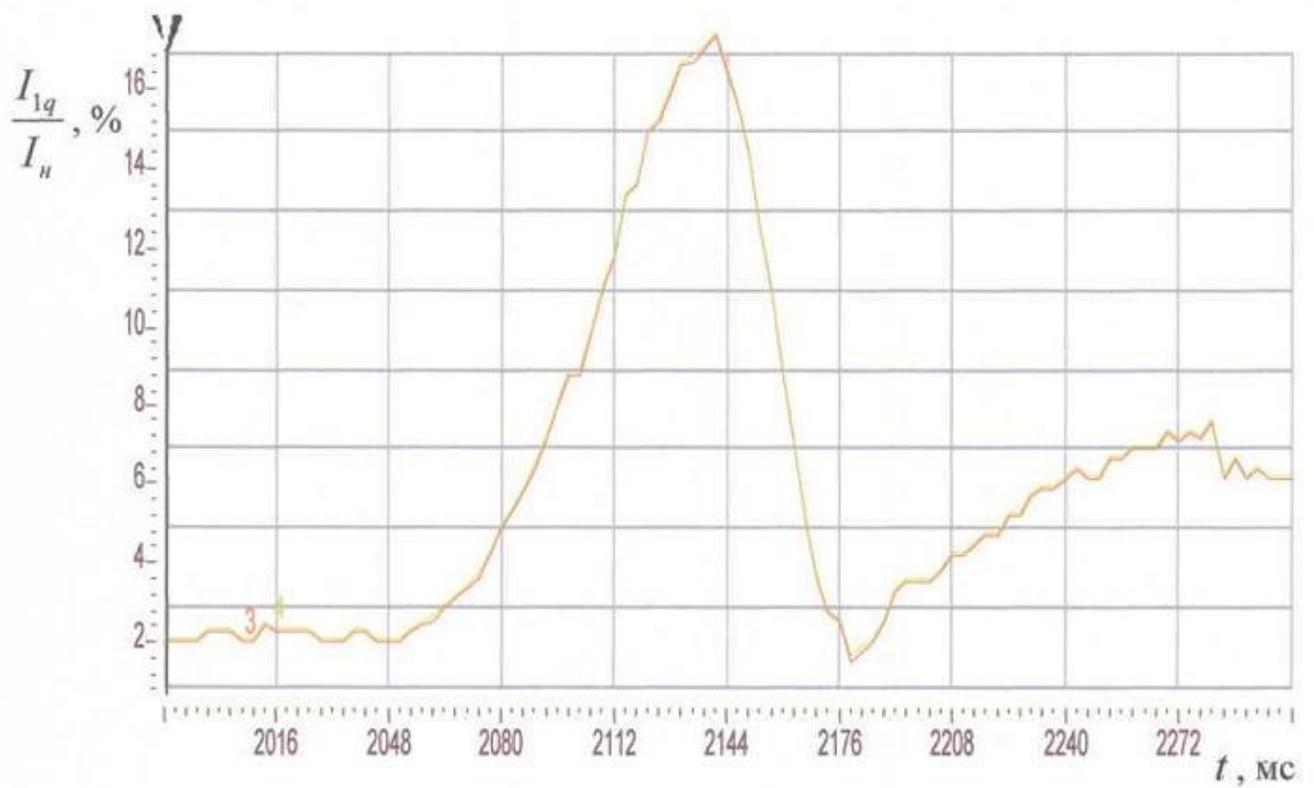


Рисунок 4.17 – Переходный процесс на базовых настройках регуляторов

В ходе экспериментальных исследований с помощью цифрового осциллографа программы Drive Monitor зафиксированы графики изменения токов статора I_{1d} (рисунок 4.18) и I_{1q} (рисунок 4.19) во вращающейся вместе с ротором системе координат и момента, развиваемого синхронным электродвигателем (рисунок 4.20). Анализ этих графиков позволяет сказать, что и в переходных режимах, и при позиционировании рабочего органа наблюдается оптимальная с энергетической точки зрения работа электродвигателя, поскольку всегда сохраняется угол 90° между потоками статора и ротора.

Рисунок 4.18 – График изменения тока статора I_{1d} Рисунок 4.19 – График изменения тока статора I_{1q}

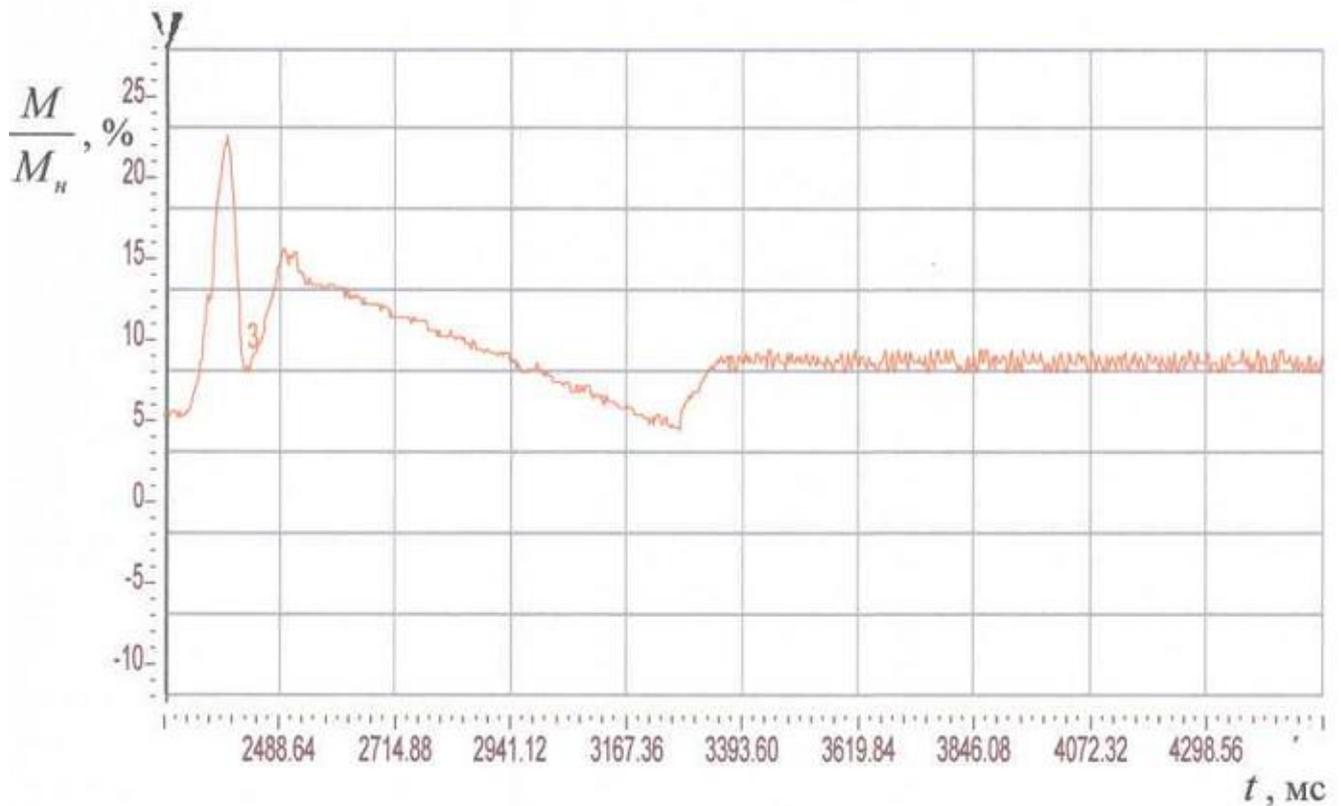


Рисунок 4.20 – График изменения момента синхронного электродвигателя при отработке заданного перемещения на 4 градуса

Важной характеристикой следящего электропривода является так называемое время дотягивания исполнительного механизма, которое в соответствии со стандартом предприятия ЗАО «Стан-Самара» определяется как время, отсчитываемое от момента прихода задающего сигнала в требуемую координату до входа сигнала датчика положения в зону ± 1 дискрета от заданного значения. Результаты экспериментальных исследований процессов поворота ротора синхронного электродвигателя на 8, 16 и 32 градуса приведены на рисунках 4.21, 4.22 и 4.23 соответственно. Анализ этих графиков показывает, что фактически время дотягивания во всех случаях равно нулю, поскольку в момент прихода задающего сигнала в требуемую координату исполнительный механизм (в данном случае вал электродвигателя) отстает от него на 1 дискрету.

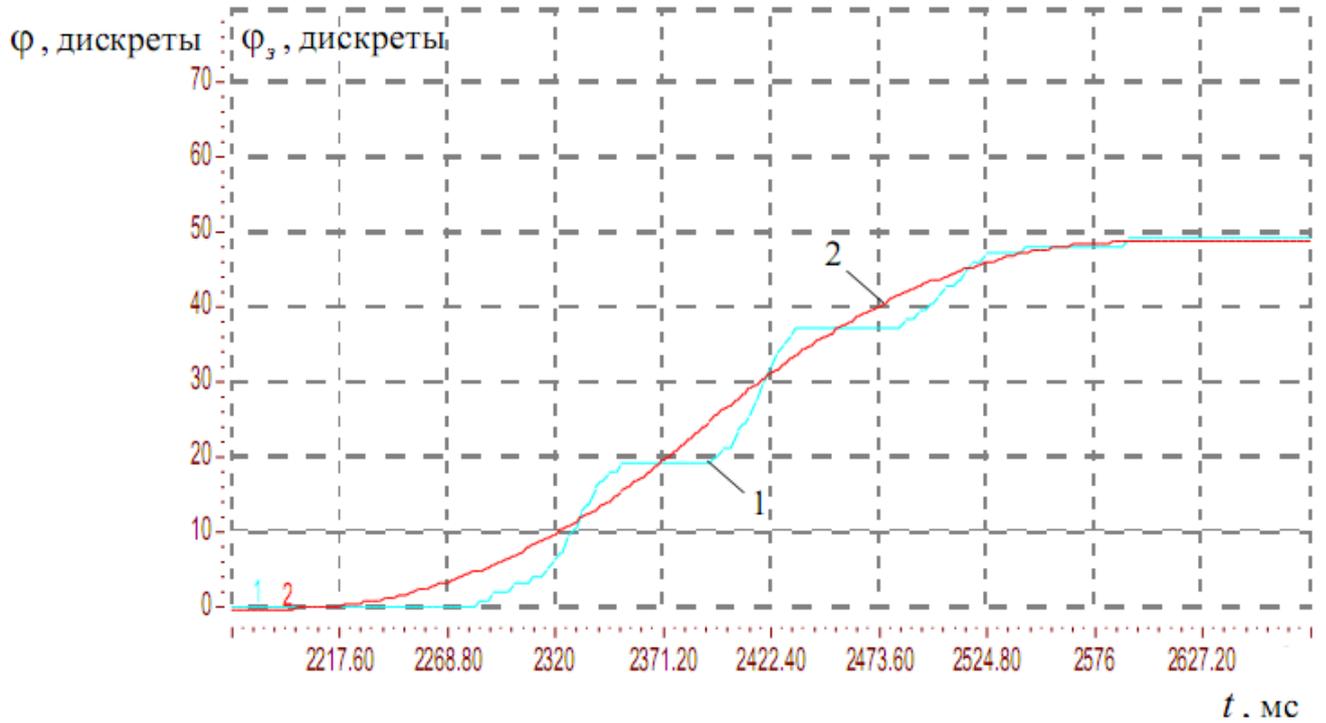


Рисунок 4.21 – Графики изменения перемещения (кривая 1) и сигнала задания (кривая 2) при повороте на 8 градусов

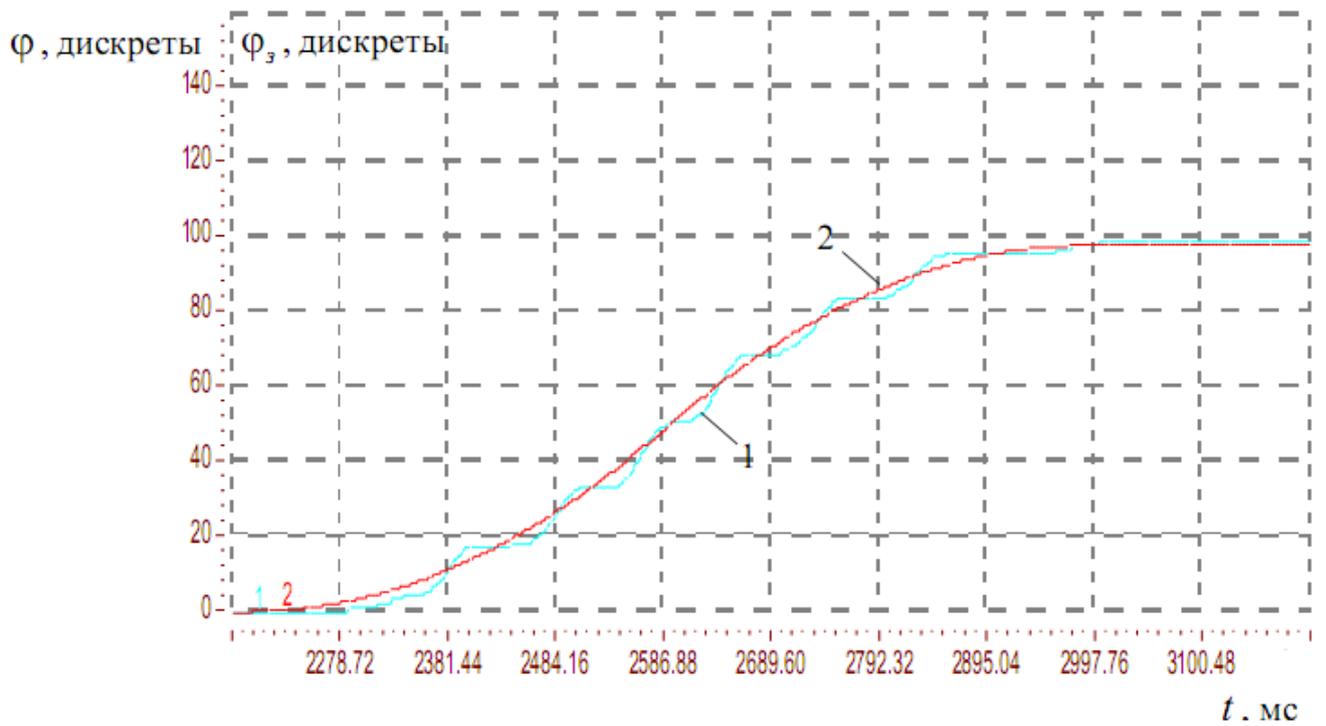


Рисунок 4.22 – Графики изменения перемещения (кривая 1) и сигнала задания (кривая 2) при повороте на 16 градусов

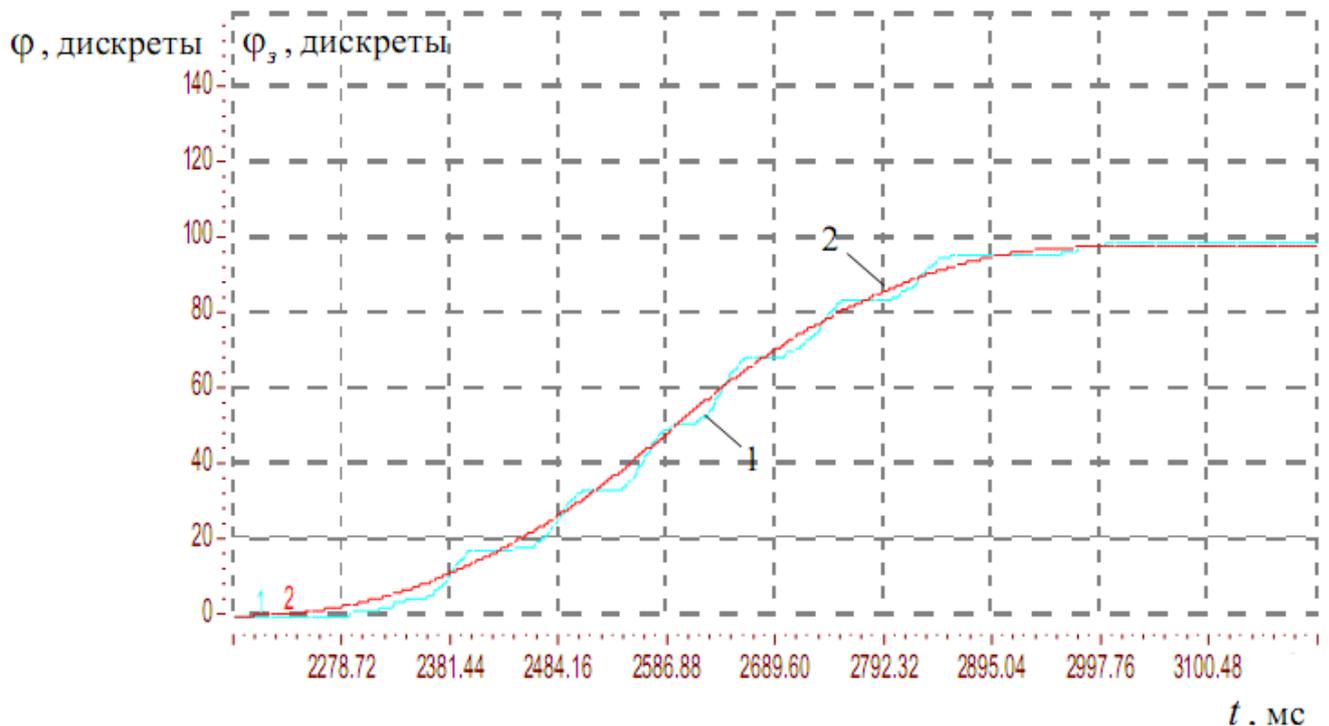


Рисунок 4.23 – Графики изменения перемещения (кривая 1) и сигнала задания (кривая 2) при повороте на 32 градуса

Другой важной характеристикой следящего электропривода является динамическая ошибка слежения. Экспериментальные исследования показывают, что максимальное значение динамической ошибки в разработанном электроприводе при повороте на 32 градуса составляет 8 дискрет датчика положения (рисунок 4.24).

Для сравнительной оценки полученных результатов по быстродействию и динамической точности разработанного следящего электропривода проведено исследование исходных характеристик электропривода Simovert Masterdrives Motion Control при стандартных регуляторах и настройках. Согласно графику, представленному на рисунке 4.25, время переходного процесса в стандартном электроприводе составляет $t_{mn} = 2,9047$ с, а перерегулирование – $\sigma = 12$ %. Время дотягивания исполнительного механизма равно 3,5543 с (рисунок 4.26). Максимальная величина динамической ошибки слежения составляет 33 дискреты датчика положения (рисунок 4.27).

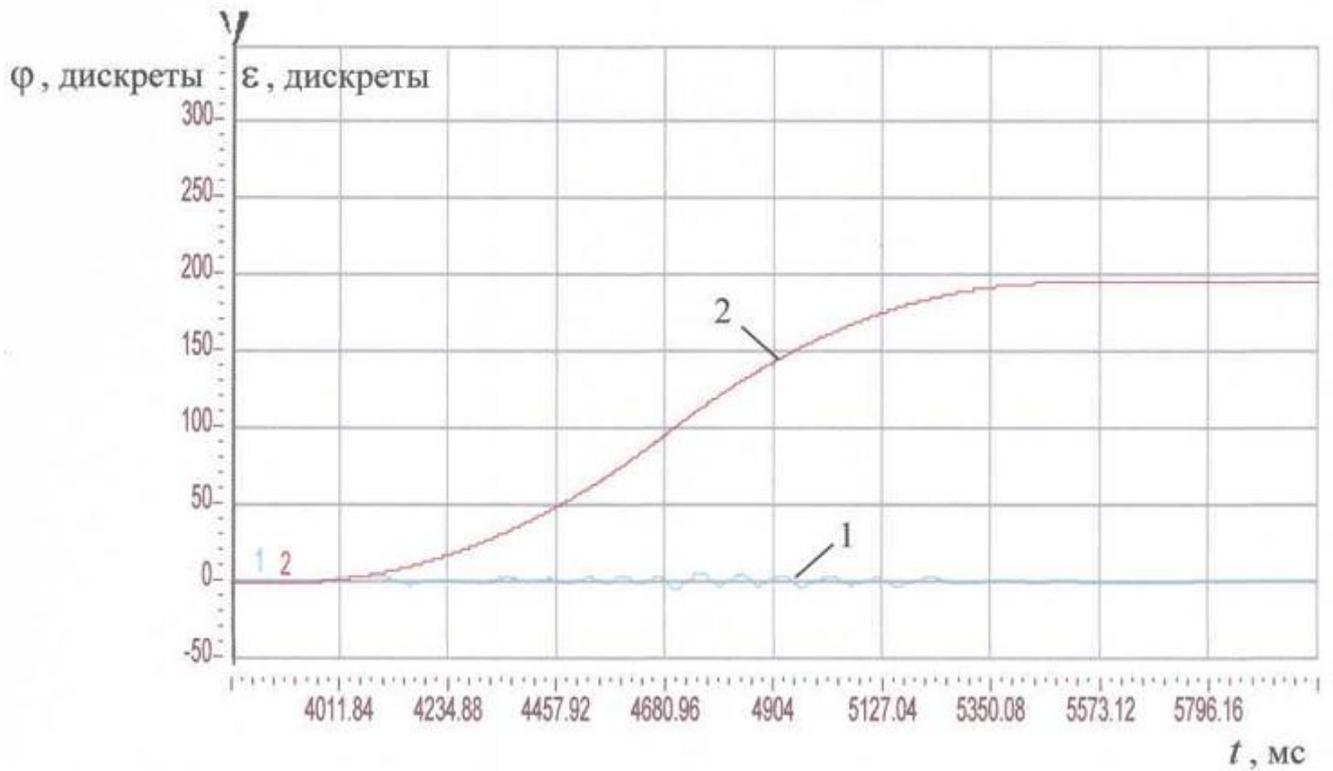


Рисунок 4.24 – Графики динамической ошибки слежения (кривая 1) и сигнала задания (кривая 2) при повороте на 32 градуса

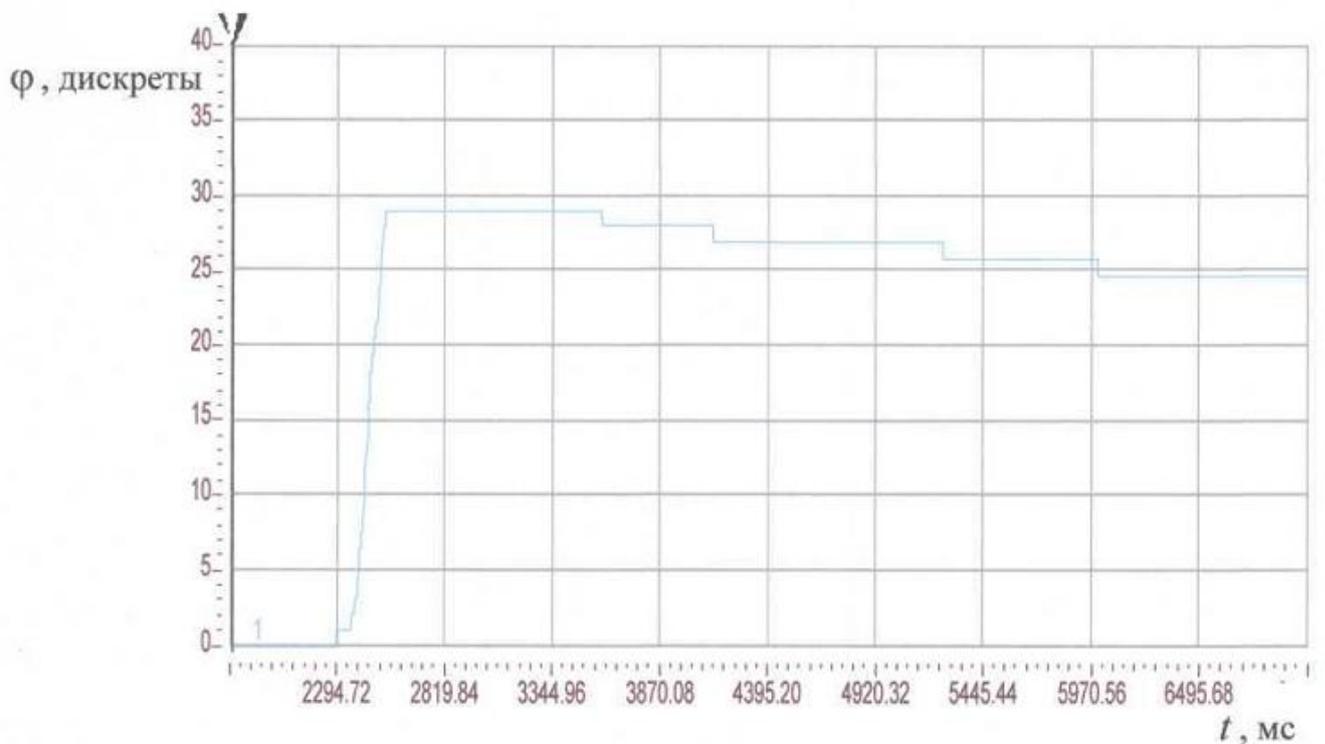


Рисунок 4.25 – Переходный процесс в электроприводе Simovert Masterdrives Motion Control при стандартных регуляторах и настройках

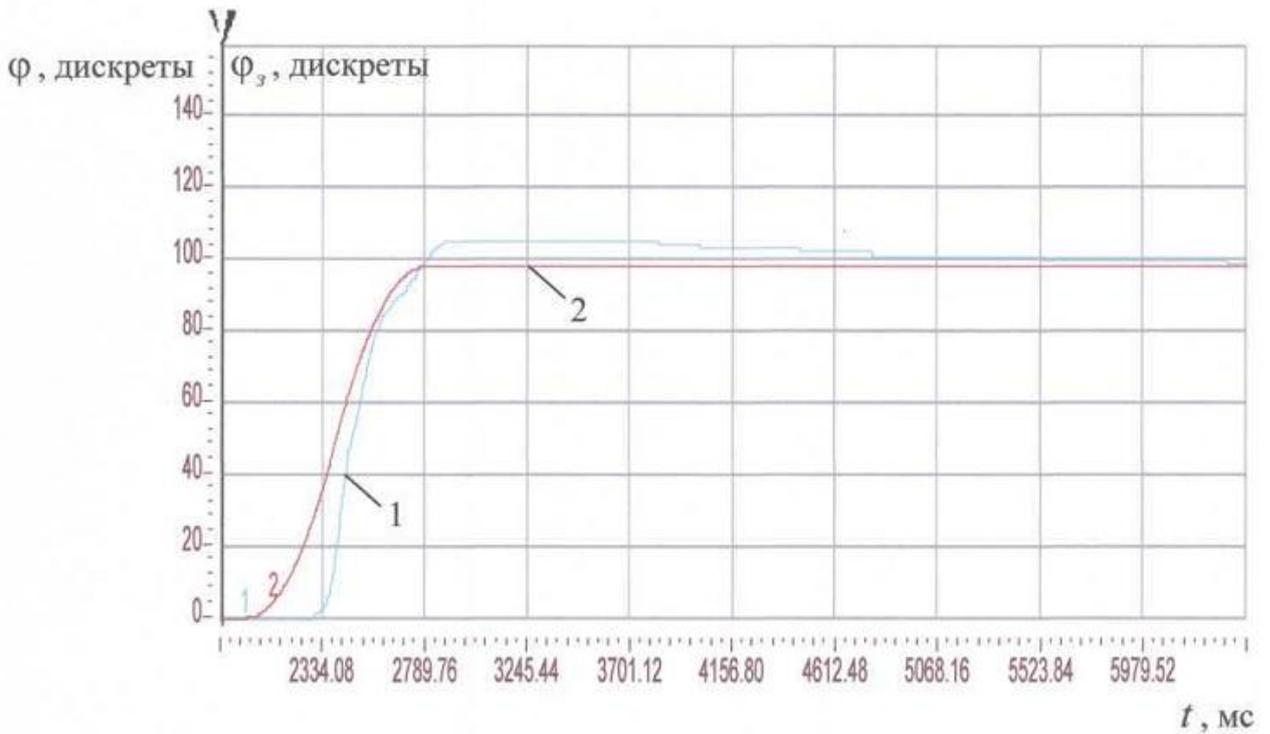


Рисунок 4.26 – Графики изменения перемещения (кривая 1) и сигнала задания (кривая 2) в электроприводе Simovert Masterdrives Motion Control при повороте на 32 градуса

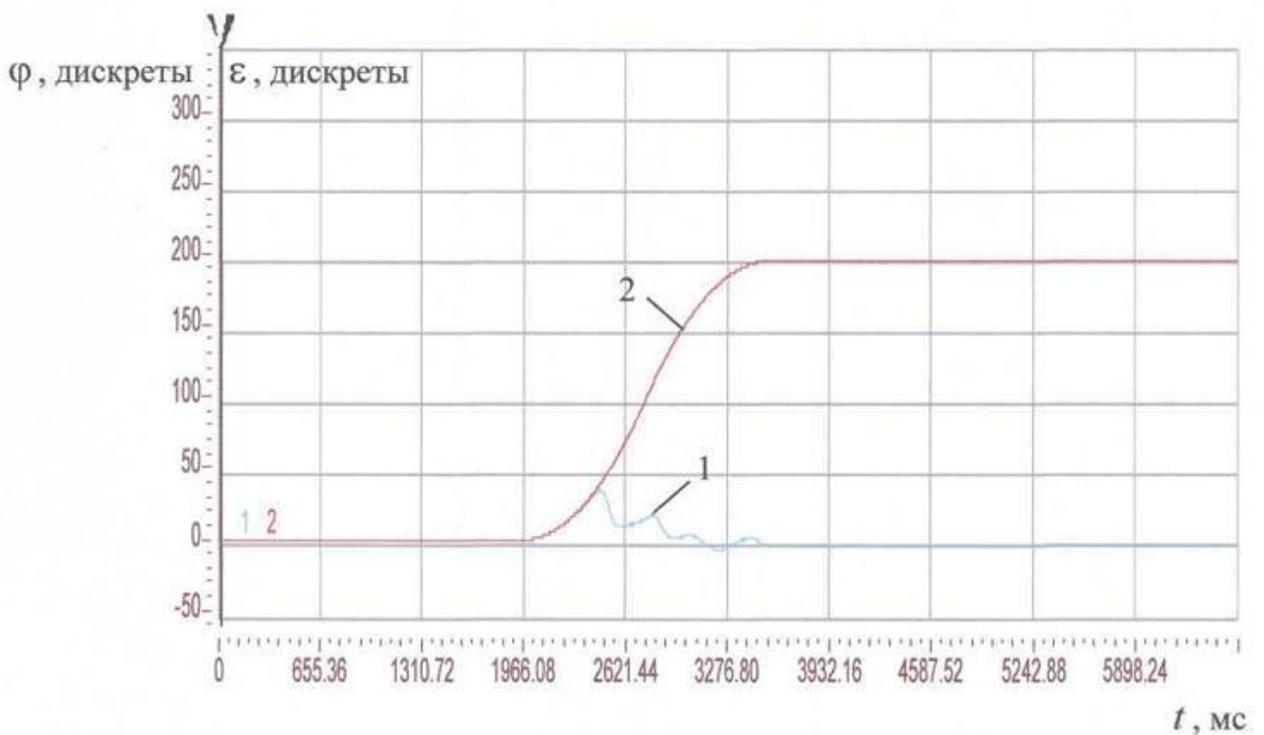


Рисунок 4.27 – Графики динамической ошибки слежения (кривая 1) и сигнала задания (кривая 2) в электроприводе Simovert Masterdrives Motion Control при повороте на 32 градуса

Сравнительный анализ результатов экспериментальных исследований позволяет сделать вывод, что разработанный следящий электропривод с синхронным исполнительным двигателем превосходит стандартные электроприводы, выпускаемые промышленностью, по быстродействию более чем в 40 раз, по динамической ошибке слежения в 4 раза. При этом следует отметить, что в электроприводе Simovert Masterdrives Motion Control применено корректирующее устройство по управляющему воздействию, призванное компенсировать динамические ошибки слежения. В то же время в экспериментальной установке для исследования разработанного следящего электропривода аналогичное корректирующее устройство не применялось по причине ограниченных возможностей использованного контроллера. Очевидно, что в случае применения корректирующего устройства по управляющему воздействию, синтезированного во второй главе, динамическая ошибка слежения в разработанном электроприводе была бы еще меньше.

В работах [31, 33 – 35] показано, что в структурно-минимальном электроприводе, построенном по принципам многоконтурных систем с одной измеряемой координатой, в случае применения исполнительного двигателя постоянного тока время позиционирования составляет 0,37 с, а динамическая ошибка слежения – 36 дискрет датчика положения.

Следовательно, разработанный электропривод с синхронным исполнительным двигателем более чем в 4 раза превосходит структурно-минимальный по быстродействию и динамической точности.

Необходимо обратить внимание на тот факт, что в натуральных экспериментах частота замыкания программного цикла составляла 625 Гц. При увеличении этого параметра следует ожидать еще большего повышения быстродействия разработанного электропривода. Для этого есть все необходимые предпосылки, поскольку методика синтеза регуляторов, разработанная во второй главе, позволяет выбирать большинство значений параметров кратными двум. Действительно, если проанализировать настройки регуляторов, примененные в экспериментальной ус-

$$\text{тановке: } \frac{T}{T_u} = \frac{0,0016}{0,0128} = \frac{1}{8}; k_n = 4; k_{nd} = 2; \frac{T_{nd}}{T} = \frac{0,125}{0,0016} = 78,125; \frac{k_{occ}}{T} = \frac{0,0128}{0,0016} = 8 \text{ с,}$$

– то можно убедиться, что только при реализации постоянной времени пропорционально-дифференциального регулятора необходимо использование операции умножения. Все остальные параметры могут быть в системном программном обеспечении разработанного электропривода заменены операциями сдвига, что значительно упрощает техническую реализацию и позволяет достичь большой частоты замыкания программного цикла.

4.4 Способы упрощения технической реализации следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Экспериментальная установка на базе поворотного стола СК36-1202, управляемого с помощью преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control, подтвердила эффективность разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Результаты натуральных экспериментов также показали, что большинство параметров регуляторов могут быть кратными двум. Поэтому дальнейшие работы могут быть связаны с упрощением технической реализации предлагаемого электропривода. В первую очередь это касается программно реализованных цифровых регуляторов. Минимизация вычислительных процедур позволяет применять микропроцессоры в вычислительном ядре с меньшей тактовой частотой. Возможна также аппаратная техническая реализация регуляторов на жестком вычислительном ядре даже в случае использования интегрального регулятора с адаптацией выходного сигнала [72].

Особое внимание необходимо обратить на реализацию силового преобразователя для управления синхронным электродвигателем в режиме ВД или БДПТ. Анализ известных способов построения модуляторов, управляющих силовым трехфазным транзисторным мостом [24, 73 – 77], показывает, что возможно значительное упрощение и этих элементов с одновременным совершенствованием процесса коммутации транзисторов.

Предлагается применить для управления синхронным электродвигателем, работающим в режиме БДПТ, цифровой модулятор [78], осуществляющий квази-синусоидальную модуляцию рабочего состояния транзисторов силового трехфазного транзисторного моста (рисунок 4.28). Модулятор содержит генераторы 1 и 2 прямоугольных импульсов, счетчики 3 – 6, элементы 7 – 9 ИЛИ, триггеры 10 – 13, инвертор 14, схему 15 ограничения, дешифраторы 16 – 18, формирователи 19 – 24 импульсов, элементы 25 – 27 И, схему 28 сброса, сумматоры 29 – 31, регистры 32 – 34, элементы 35 – 40 И-НЕ, двоично-шестеричный счетчик 41, шину 42 входного сигнала, шину 43 знака, шину 44 сигнала, характеризующего конструктивное исполнение двигателя, шину 45 сигнала датчика положения ротора, выходные шины 46 – 51. Шины 46 – 51 через усилители (драйверы) подключаются к силовым транзисторам трехфазного моста (рисунок 4.29).

Диаграммы работы цифрового модулятора приведены на рисунке 4.30. После включения напряжения питания схема 28 сброса формирует сигнал, который устанавливает в исходное состояние регистр 34. Этот же сигнал через элемент 25 И устанавливает в исходное состояние триггеры 11 и 12, стробирует счетчики 3, 4 и 5 и далее через инвертор 14 стробирует триггер 10. Сигнал с выхода схемы 28 сброса через элемент 27 И стробирует счетчик 6 и двоично-шестеричный счетчик 41 и далее через формирователь 24 импульсов устанавливает в исходное состояние регистр 33 и триггер 13 и далее через элемент 26 И – регистр 32. При стробировании счетчика 4 в него записывается входной сигнал, прошедший через схему 15 ограничения. Код знака этого сигнала записывается в триггер 10. В зависимости от знака входного сигнала импульсы генератора 1 с частотой f_0 проходят либо через элемент 7 ИЛИ (знак положительный), либо через элемент 8 ИЛИ (знак отрицательный) и поступают соответственно либо на вход обратного счета, либо на вход прямого счета счетчика 4. В зависимости от модуля величины N входного сигнала на выходах переноса счетчика 4 через промежуток времени

$$t_1 = \frac{|N|}{f_0},$$

где n – количество разрядов двоичного счетчика 4, после начальной установки (стробирования) появится отрицательный импульс (рисунок 4.30 а). Этот отрицательный импульс поступает на вход установки триггера 11, на выходе которого при этом появляется сигнал высокого уровня (рисунок 4.30 б).

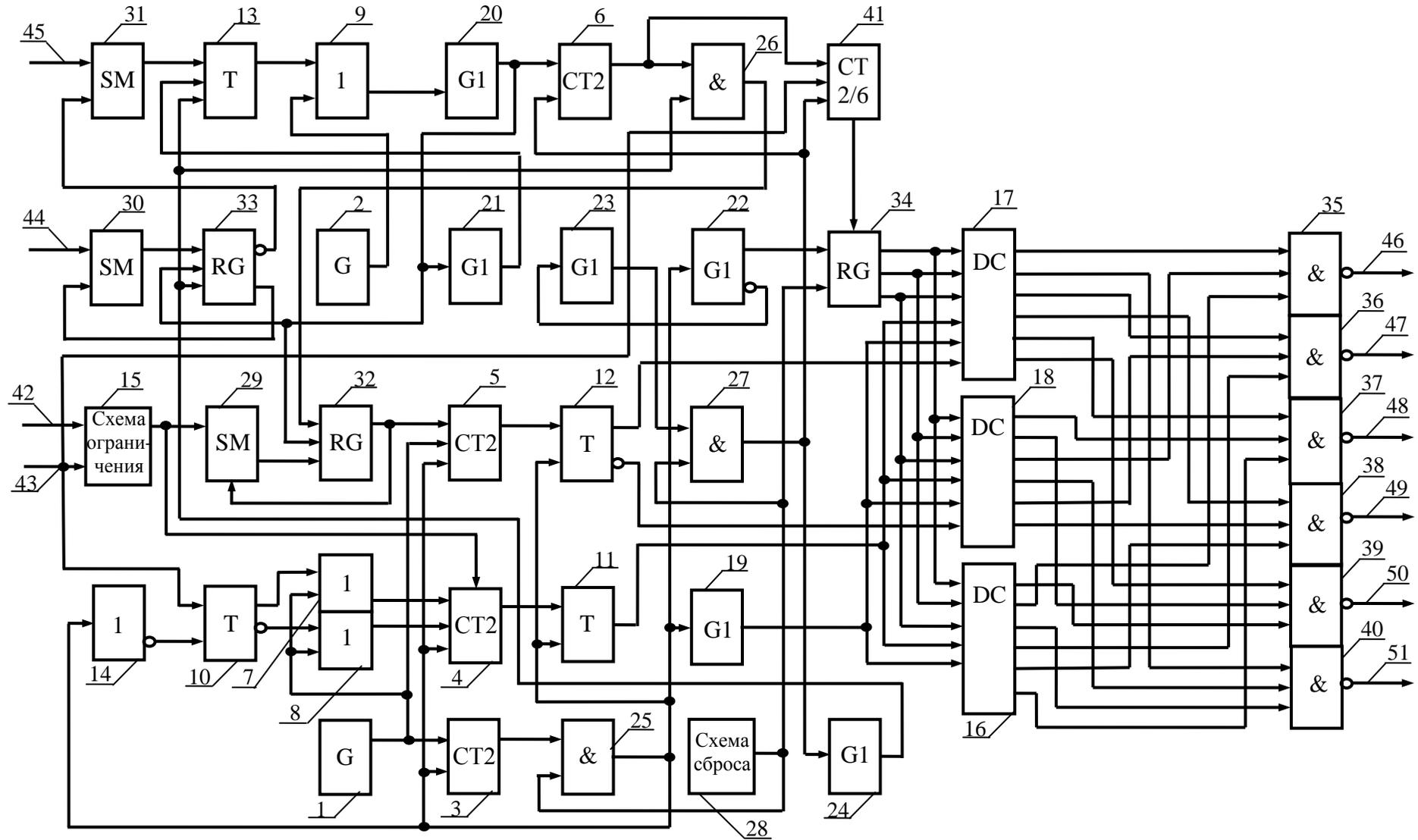


Рисунок 4.28 – Функциональная схема цифрового модулятора для управления синхронным электродвигателем

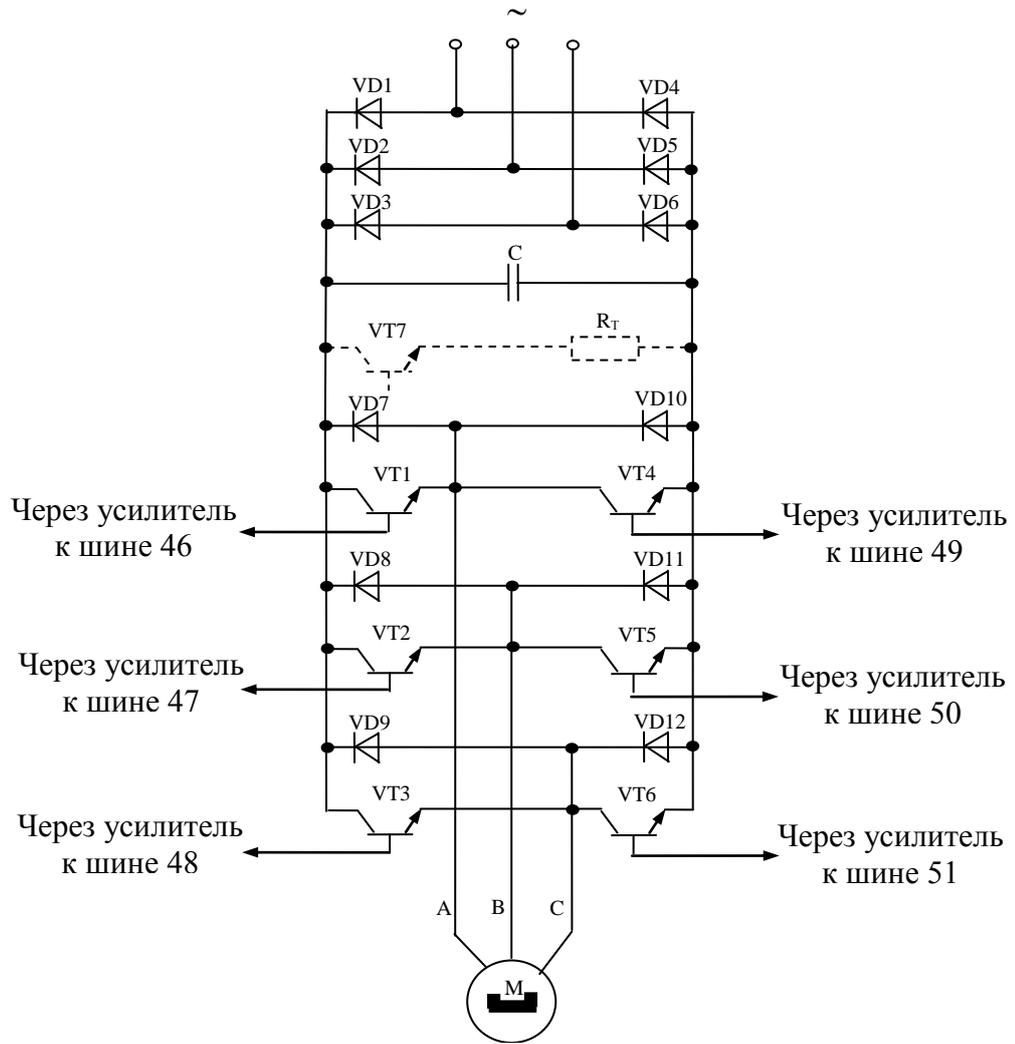


Рисунок 4.29 – Принципиальная схема подключения силового трехфазного моста для управления синхронным исполнительным двигателем в режиме БДПТ

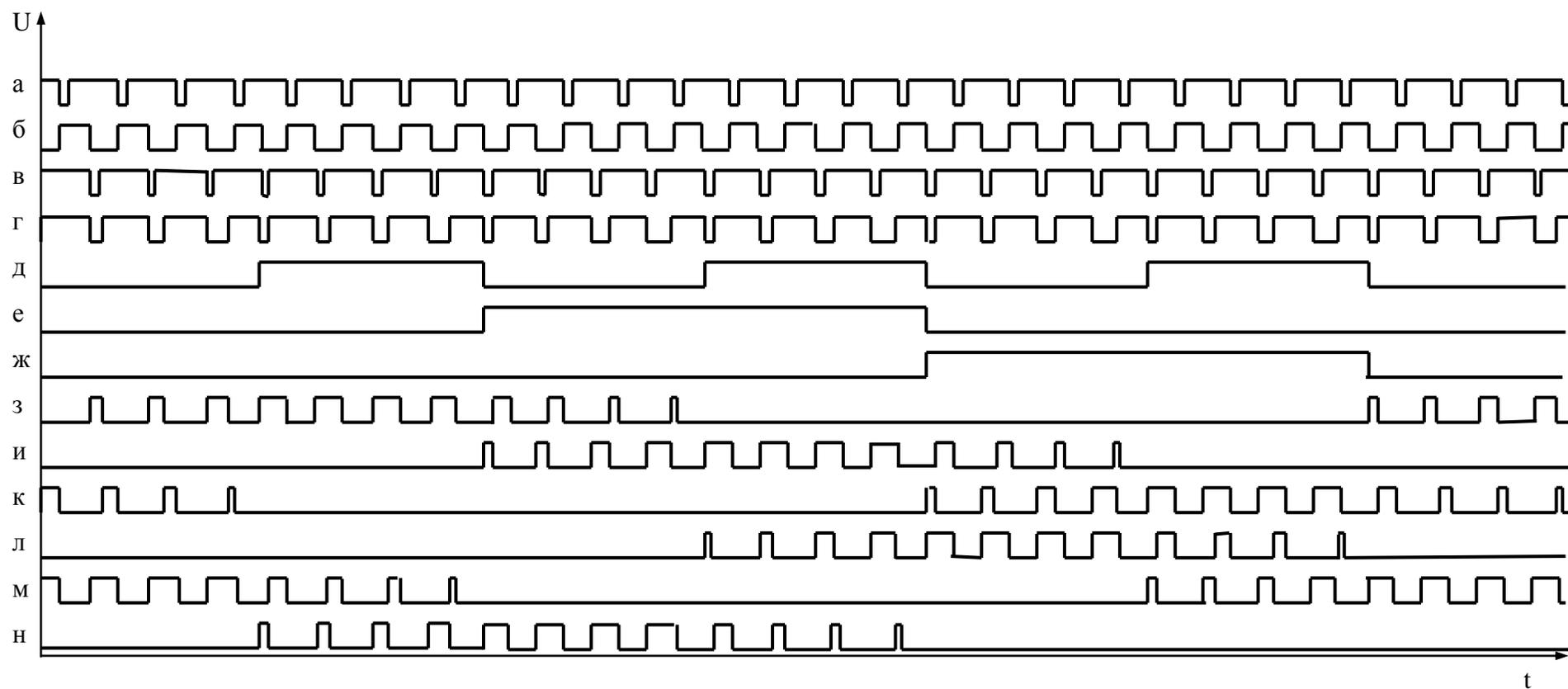


Рисунок 4.30 – Диаграмма работы цифрового модулятора для управления синхронным электродвигателем в режиме БДПТ

Прямоугольные импульсы с генератора 1 поступают также на счетный вход счетчика 3. Поэтому на выходе переноса счетчика 5 через промежуток времени

$$t_2 = \frac{2^n}{f_0}$$

после начальной установки появляется отрицательный импульс (рисунок 4.30 в), который, пройдя через элемент 25 И, поступает на вход сброса триггера 11 и возвращает его в исходное состояние. Отрицательный импульс с выхода 25 И стробирует счетчики 3, 4 и 5 и через инвертор 14 – триггер 10 знака, после чего процесс формирования выходных сигналов счетчиков 3 и 4 и триггера 10 повторяется. В результате на выходе триггера 11 (рисунок 4.30 б) формируется сигнал со скважностью

$$\gamma = \frac{|N|}{2^n}.$$

Одновременно с работой названных выше элементов входной сигнал, пройдя через схему 15 ограничения, поступает на вход сумматора 29 и складывается с выходным сигналом регистра 32, а сигнал, характеризующий конструктивное исполнение двигателя, поступает на вход сумматора 30 и складывается с выходным сигналом регистра 33. Величина сигнала, характеризующего конструктивное исполнение электродвигателя, может быть определена по формуле

$$\Delta N_{\text{дпр}} = \frac{2^{-k} N_{\text{дпр}}^{\text{max}}}{6Z_n},$$

где k – число разрядов двоичного счетчика 6;

$N_{\text{дпр}}^{\text{max}}$ – количество дискрет (импульсов) датчика положения ротора на оборот вала электродвигателя;

Z_n – число пар полюсов синхронного электродвигателя.

В то же время сигнал датчика положения ротора с шины 45 поступает на вход сумматора 31 и сравнивается с сигналом, поступающим с выхода регистра 33. В первоначальный момент времени на выходе регистров 32 и 33 и триггера 13 находится нулевой сигнал. Поэтому импульсы с генератора 2 через элемент 9

ИЛИ поступают на вход формирователя 20 импульсов. Импульсы с выхода формирователя 20 поступают на вход прямого счета счетчика 6 и входы стробирования регистров 32 и 33 и через формирователь 21 импульсов – на вход стробирования триггера 13. В результате происходит нарастание сигналов на выходе сумматоров 29 и 30 и регистров 32 и 33, причем через 2^k импульсов происходит сброс выходного сигнала регистра 32 в ноль посредством сигнала, поступающего с выхода счетчика 6 через элемент 26 И. Вследствие того, что выходной сигнал регистра 33 нарастает, при определенном такте выходного сигнала генератора 2 прямоугольных импульсов на старшем (знаковом) разряде выхода сумматора 31 появляется сигнал высокого уровня, который запишется в триггер 13 и заблокирует прохождение импульсов генератора 2 через элемент 9 ИЛИ. К этому времени на выходе регистра 32 сформируется определенный цифровой код. Поскольку выходной сигнал с выхода счетчика 6 поступает также и на вход двоично-шестеричного счетчика 41, на его выходе сформируется также определенный цифровой код, зависящий от величины сигнала датчика положения ротора. Следует отметить, что начало отсчета датчика положения ротора может осуществляться, например, от отрицательного направления оси обмотки фазы А синхронного электродвигателя (применительно к двухполюсной машине).

По сигналу с выхода элемента 25 И цифровой код с выхода регистра 32 со сдвигом на k разрядов вправо записывается в двоичный счетчик 5, на выходе переноса которого появляется отрицательный импульс через интервал времени t_3 после стробирования. Этот отрицательный импульс поступает на вход установки триггера 12, на выходе которого появляется сигнал высокого уровня. По приходу на вход сброса триггера 12 отрицательного импульса с выхода элемента 25 И на выходе триггера 12 устанавливается сигнал низкого уровня. И далее процесс повторяется. В результате на прямом выходе триггера 12 формируется сигнал со скважностью (рисунок 4.30 г)

$$\gamma_{\Pi} = \frac{t_3}{t_2}.$$

Следует отметить, что величина t_3 зависит от цифрового кода на выходе регистра 32, который в свою очередь определяется величиной N и цифровым кодом датчика положения ротора электродвигателя. На инверсном выходе триггера 12 формируется сигнал со скважностью

$$\gamma_{II} = 1 - \gamma_{II}.$$

Сигнал с выхода элемента 25 И запускает также формирователь 22 импульсов, который стробирует регистр 34. При этом на выход регистра 34 проходит сигнал с выхода двоично-шестеричного счетчика 41, который управляет дешифраторами 16, 17 и 18.

Процесс формирования выходных сигналов регистра 32, двоично-шестеричного счетчика 41 и регистра 34 осуществляется с частотой появления сигнала низкого уровня на выходе элемента 25 И, то есть с частотой широтно-импульсной модуляции.

В зависимости от кодового сочетания сигналов выходов регистра 34 и сигналов с выходов триггеров 11 и 12 дешифраторы 16, 17 и 18 через элементы 35, 36, 37, 38, 39 и 40 И-НЕ подают широтно-модулированный сигнал на выходные шины 46, 47, 48, 49, 50 и 51 цифрового модулятора. Если сигналы с шин 46, 47, 48, 49, 50 и 51 подать через усилители на силовой трехфазный транзисторный мост с подключенным к нему синхронным электродвигателем, как показано, например, на рисунке 4.29, то сформированная система напряжений заставит вращаться ротор двигателя. При определенных величинах N входного сигнала на входе цифрового модулятора и установившейся скорости вращения синхронного электродвигателя формы сигналов на выходах регистра 34 будут соответствовать графикам, приведенным на рисунках 4.30 д, е, ж, а на выходных шинах 46, 47, 48, 49, 50 и 51 будут формироваться сигналы, соответствующие графикам, представленным на рисунках 4.33 з, и, к, л, м, н. Фазные и линейные напряжения на статорных обмотках синхронного электродвигателя, например, при номинальной скорости вращения, будут иметь при этом квазисинусоидальную форму (рисунок 4.31).

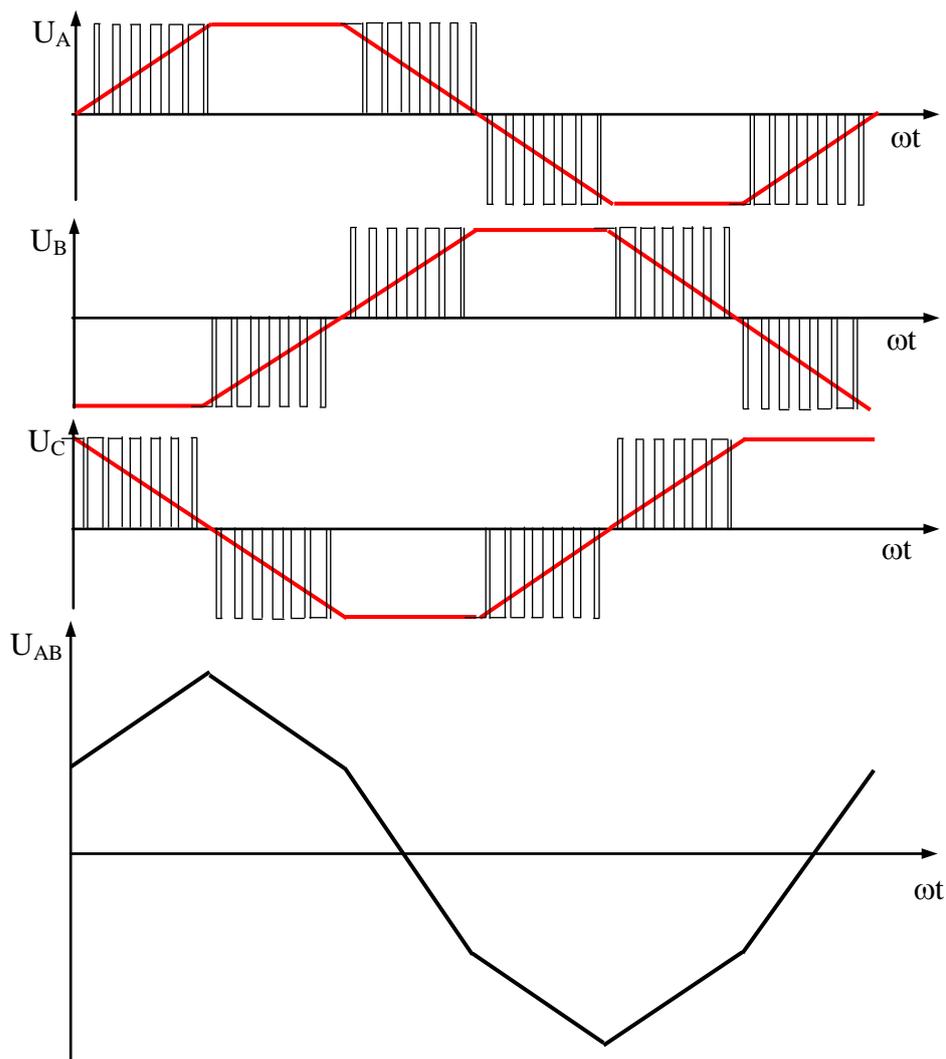


Рисунок 4.31 – Диаграмма напряжений, формируемых на статорных обмотках синхронного электродвигателя

Сигнал с выхода формирователя 19 импульсов используется для блокировки дешифраторов 16, 17 и 18, что позволяет организовать раздвижки фронтов при смене знака входного сигнала. Формирователь 23 импульсов необходим для синхронизации работы регистра 34 и двоично-шестеричного счетчика 41. Сигнал с шины 43 знака подается на вход предварительной установки двоично-шестеричного счетчика 41 с целью автоматической организации тормозных режимов и реверса при смене знака входного сигнала. Схема 15 ограничения предназначена для ограничения на определенном уровне входного сигнала во избежание опрокидывания широтно-импульсной модуляции.

Ожидаемым результатом от применения предлагаемого цифрового модулятора является снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах.

4.5 Выводы по четвертой главе

1. Осуществлена техническая реализация разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем и создана экспериментальная установка для его исследования.

2. Проведены экспериментальные исследования разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, реализованного на базе стандартного серийно выпускаемого электропривода Simovert Masterdrives Motion Control.

3. Результаты экспериментальных исследований показали, что разработанный следящий электропривод с синхронным исполнительным двигателем обладает высоким быстродействием и динамической точностью: время переходного процесса по управляющему воздействию не превышает 0,07 с, максимальная величина динамической ошибки слежения составляет 8 дискрет датчика положения.

4. Быстродействие и динамическая точность разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем как минимум в 4 раза превосходят аналогичные показатели лучших мировых образцов следящих электроприводов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты диссертационной работы можно сформулировать следующим образом:

1. Произведен структурный и параметрический синтез следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, обеспечивающий высокое быстродействие при обработке управляющих воздействий.

2. Разработана методика синтеза регуляторов предлагаемого электропривода с синхронным исполнительным двигателем.

3. Синтезировано корректирующее устройство, позволяющее с помощью лишь одной производной по управляющему воздействию скомпенсировать скоростную ошибку и ошибку по ускорению, а также существенно расширить полосу частот пропускания следящего электропривода.

4. Разработана математическая модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем в виде дискретных передаточных функций.

5. Определено оптимальное соотношение между величиной периода дискретизации и значениями параметров настройки цифровых регуляторов, учитывающее квантование сигналов по уровню и обеспечивающее максимальное быстродействие следящего электропривода в рамках конкретной технической реализации.

6. Осуществлена техническая реализация разработанного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем и создана экспериментальная установка для его исследования.

7. Проведены вычислительные и натурные эксперименты, которые показали, что в разработанном следящем электроприводе время переходного процесса по управляющему воздействию не превышает 0,07 с, а максимальная величина динамической ошибки слежения составляет 8 дискрет датчика положения.

Рекомендации

1. Результаты проведенного научного исследования рекомендуется внедрять на предприятиях станкостроительной отрасли, что позволит повысить динамическую точность оборудования и производительность обработки деталей со сложным профилем.

2. Предложенные подходы к технической реализации следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем могут быть использованы предприятиями, занимающимися разработкой и выпуском специализированных микросхем, предназначенных для создания частотных преобразователей и электроприводов переменного тока.

Перспективы дальнейшей разработки темы

Дальнейшая разработка темы может быть направлена на создание быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем. Представляет интерес также исследование влияния высших гармоник и неравномерности скорости вращения магнитного поля электрической машины переменного тока, в случае применения предложенного цифрового модулятора, на свойства следящих электроприводов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: учебник для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под ред. В.М. Терехова. – М.: Издательский центр «Академик», 2005. – 304 с.
2. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов / О.П. Михайлов. – М.: Машиностроение, 1990. – 304 с.
3. Чернов Е.А. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ / Е.А. Чернов, В.П. Кузьмин. – Горький: Волго-Вятское кн. издательство, 1989. – 319 с.
4. Аракелян А.К. Вентильные электрические машины в системах регулируемых электроприводов / А.К. Аракелян, А.А. Афанасьев. – Т. 1. – М.: Высшая школа, 2006. – 546 с.
5. Аракелян А.К. Вентильные электрические машины в системах регулируемых электроприводов / А.К. Аракелян, А.А. Афанасьев. – Т. 2. – М.: Высшая школа, 2006. – 518 с.
6. Балковой А.П. Прецизионный электропривод с вентильным двигателем / А.П. Балковой // Электронные компоненты. – 2008. – № 11. – С. 32 – 42.
7. Балковой А.П. Комплектный прецизионный электропривод / А.П. Балковой, Г.А. Сливинская, В.К. Цаценкин // Труды МЭИ. Вып. 678. – М.: МЭИ, 2002. – С. 4 – 20.
8. Башарин А.Г. Управление электроприводом / А.Г. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
9. Борцов Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов, В.В. Путов. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
10. Борцов Ю.А. Автоматизированный электропривод с упругими связями / Ю.А. Борцов, Г.Г. Соколовский. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Энергоатомиздат, 1992. – 288 с.

11. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины: учебное пособие для электромех. и электроэнерг. спец. вузов / Д.А. Бут. – М.: Высшая школа, 1990. – 416 с.
12. Воронин С.Г. Динамические модели вентильного двигателя при различных сочетаниях параметров / С.Г. Воронин, Д.В. Коробатов, Р.Т. Киякпаев, А.С. Кульмухаметова // Известия Академии электротехнических наук РФ. Издание Академии электротехнических наук РФ. – 2011. – № 12. – М.: Янус-К. – С. 47 – 52.
13. Джанхотов В.В. Исследование и разработка следящих электроприводов на базе вентильных двигателей с управлением от сигнального процессора для шагающего робота: дис. ... канд. техн. наук / В.В. Джанхотов. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2004. – 245 с.
14. Закладной А.Н. Энергоэффективный электропривод с вентильными двигателями / А.Н. Закладной, О.А. Закладной. – Киев: Либра, 2012. – 185 с.
15. Ковчин С.А. Теория электропривода / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
16. Михалёв А.С. Следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока / А.С. Михалёв, В.П. Миловзоров. – М.: Энергия, 1979. – 160 с.
17. Мордовченко Д.Д. Разработка и исследование бесконтактных моментных приводов с использованием микропроцессорной техники: автореф. дис. ... канд. техн. наук / Д.Д. Мордовченко. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1995. – 18 с.
18. Мустафа М.Н. Исследование вентильных двигателей со статической коррекцией характеристик для электроприводов малой мощности: дис. ... канд. техн. наук / М.Н. Мустафа. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2001. – 201 с.
19. Овчинников И.Е. Бесконтактные двигатели постоянного тока с транзисторными коммутаторами / И.Е. Овчинников, Н.И. Лебедев. – Л.: Наука, 1979. – 270 с.
20. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и приводы на их основе / И.Е. Овчинников. – СПб.: КОРОНА-Век, 2006. – 336 с.

21. Самохвалов Д.В. Об учете квантования сигналов микроконтроллера в методике проектирования усилительно-преобразовательного устройства вентильного двигателя / Д.В. Самохвалов // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2008. – № 9. – С. 33 – 44.
22. Самохвалов Д.В. Коррекция статических характеристик электропривода с вентильным двигателем малой мощности и микропроцессорным устройством управления: дис. ... канд. техн. наук / Д.В. Самохвалов. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. – 267 с.
23. Слежановский О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводами переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
24. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 265 с.
25. Соколовский Г.Г. Математическая модель бесконтактного моментного привода / Г.Г. Соколовский, Ю.В. Постников, В.А. Егоров // Изв. ЛЭТИ: сб. науч. тр. Вып. 416. – Л.: ЛЭТИ, 1989. – С. 45–50.
26. Фёдоров С.В. Разработка и исследование адаптивного следящего электропривода с вентильным двигателем: дис. ... канд. техн. наук / С.В. Фёдоров. – СПб., 1996. – 176 с.
27. Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода: учебное пособие для вузов / М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
28. Хрущев В.В. Электрические машины систем автоматики / В.В. Хрущев. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 368 с.
29. А. с. СССР № 520682, МКИ² Н03Р 5/40. Электропривод с синхронным двигателем / А.М. Вейнгер, А.С. Гусев, Г.А. Богомоллова, И.В. Бородина, И.М. Серый, А.А. Янко-Троницкий, Ю.С. Тартаковский (СССР). – Опубл. 05.07.1976. Бюл. № 25.
30. Рапопорт Э.Я. Системы подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока / Э.Я. Рапопорт. – Куйбышев: КПТИ, 1985. – 56 с.

31. Галицков С.Я. Многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой: монография / С.Я. Галицков, К.С. Галицков. – Самара: СГАСУ, 2004. – 140 с.
32. Макаричев Ю.А.. Теоретические основы расчета и проектирования радиальных электромагнитных подшипников / Ю.А. Макаричев, А.В. Стариков. – М.: Энергоатомиздат, 2009. – 150 с.
33. Галицков С.Я. Системы управления прецизионными станками и роботами / С.Я. Галицков. – Самара: СамГТУ, 1993. – 118 с.
34. Лысов С.Н. Синтез позиционно-следающей системы прямого цифрового управления рабочими органами прецизионного станка: автореф. дис. ... канд. техн. наук / С.Н. Лысов. – Самара: Самарский государственный технический университет, 1994. – 16 с.
35. Макаров А.Г. Синтез прямого цифрового управления движением исполнительных механизмов на вертикальных направляющих: автореф. дис. ... канд. техн. наук / А.Г. Макаров. – Самара: Самарский государственный технический университет, 1996. – 16 с.
36. Патент России № 2110882, МКИ⁶ H02P 5/06. Позиционный электропривод / С.Я. Галицков, С.Н. Лысов, А.Г. Макаров, А.В. Стариков (Россия). – Опубл. 10.05.1998. Бюл. № 13.
37. Патент России № 2358382, МКИ H02P 7/06. Следающий электропривод с асинхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.А. Стариков (Россия). – Опубл. 10.06.2009. Бюл. № 16.
38. Патент России № 2226739, МКИ⁷ H02P 5/41, 7/628. Регулируемый электропривод переменного тока / С.Я. Галицков, К.С. Галицков, А.В. Стариков (Россия). – Опубл. 10.04.2004. Бюл. № 10.
39. Лысов М.С. Линеаризованная математическая модель синхронного электродвигателя при различных способах управления его скоростью / М.С. Лысов, А.В. Стариков, В.А. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Физико-математические науки». – 2008. – №1 (16). – Самара: СамГТУ, 2008. – С. 102 – 107.

40. Лысов М.С. Дискретная математическая модель цифровой системы управления поворотным столом / М.С. Лысов // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2009. – №1 (23). – Самара: СамГТУ, 2009. – С. 160 – 166.
41. Simovert Masterdrives Motion Control: Compendium. – Germany: Siemens AG, 2006. – 1498 p.
42. Электроприводы унифицированные трехфазные серии ЭПУ 1. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. ИГФР 654674.001 ТО. – Чебоксары: ЧЕЭЗ, 1989. – 214 с.
43. Электропривод серии ЭПБ 2. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. ИГФР 654683.002 ТО1. – Чебоксары: ЧЕЭЗ, 1992. – 119 с.
44. Электропривод ЭПУ 2–1. Эксплуатационная документация. ИГФР. 654534.002. – Чебоксары: ЧЕЭЗ, 1987. – 30 с.
45. MICROMASTER 440. Руководство по эксплуатации: Документация пользователя. – Siemens: издание A1, 2006. – 140 с.
46. MICROMASTER 440. Parameter List: User Documentation. Order number 6SE6400-5BB00-0BP0. Issue: 01/06. – Siemens, 2006. – 328 p.
47. Стариков А.В. Линеаризованная математическая модель асинхронного электродвигателя как объекта системы частотного управления / А.В. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Физико-математические науки». – Вып. 16. – Самара: СамГТУ, 2002. – С. 175 – 180.
48. Денисов В.А. Позиционная система электропривода с программной коррекцией / В.А. Денисов, Р.Р. Мадышев, О.А. Бородин // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2014. – № 3 (43). – Самара: СамГТУ, 2014. – С. 123 – 130.
49. Галицков С.Я.. Монотонность позиционирования рабочих органов прецизионных станков / С.Я. Галицков, С.Н. Лысов, А.В. Стариков // Мехатронные системы и их элементы. – Новосибирск, 1991. – С. 86 – 92.

50. Микропроцессорные системы автоматического управления / В.А. Бесекерский, Н.Б. Ефимов, С.И. Зиатдинов и др.; под общ. ред. В.А. Бесекерского. – Л.: Машиностроение, 1988. – 365 с.
51. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и z-преобразования / Г. Дёч. – М.: Наука, 1971. – 288 с.
52. Файнштейн В.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / В.Г. Файнштейн, Э.Г. Файнштейн. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.
53. Герман-Галкин С.Г. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.
54. Лисин С.Л. Структурно-параметрический синтез систем управления неустойчивыми объектами / С.Л. Лисин, А.В. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2013. – № 4 (40). – Самара: СамГТУ, 2013. – С. 53 – 58.
55. Патент России № 2489798, МПК H02P 7/06, H02P 6/00, G05B 11/01, G05B 11/36. Следящий электропривод / А.В. Стариков (Россия). – Опубл. 10.08.2013. Бюл. № 22.
56. Лисин С.Л. Повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / С.Л. Лисин // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2012. – № 4 (36). – Самара: СамГТУ, 2012. – С. 173 – 181.
57. Стариков А.В. Параметрический синтез регуляторов быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: в 2 т. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2014. – Т. 1. – С. 283 – 287.
58. Бесекерский В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский. – М.: Наука, 1970. – 576 с.

59. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
60. Теория автоматического управления: учеб. для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика»: в 2 ч. – Ч. 1. Теория линейных систем автоматического управления / Н.А. Бабаков, А.А. Воронов, А.А. Воронова и др.; под ред. А.А. Воронова. – М.: Высш. шк., 1986. – 367 с.
61. Стариков А.В. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Интерстроймех-2014: материалы Международной науч.-тех. конференции, 9-11 сентября 2014 г., Самар. гос. арх.-строит. ун-т. – Самара, 2014. – С. 163 – 167.
62. Лысов М.С.. Математическая модель поворотного стола как объекта управления / М.С. Лысов, А.В. Стариков // Станки и инструменты. – 2009. – № 4. – С. 7 – 10.
63. Simovert Masterdrives Vector Control: Компендиум. – Siemens: издание AG, 2006. – 960 с.
64. Новосёлов Б.В. Проектирование квазиоптимальных следящих систем комбинированного регулирования / Б.В. Новосёлов. – М.: Энергия, 1972. – 200 с.
65. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления / Е.П. Попов. – М.: Наука, 1989. – 304 с.
66. Патент России № 2499351, МПК H02P 8/14. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия). – Опубл. 20.11.2013. Бюл. № 32.
67. Лисин С.Л. Дискретная математическая модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / С.Л. Лисин, А.В. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2013. – № 1 (37). – Самара: СамГТУ, 2013. – С. 203 – 208.
68. Лысов В.Е. Дискретная математическая модель цифровой системы управления поворотным столом / В.Е. Лысов, М.С. Лысов, А.В. Стариков // Станки и инструменты. – 2010. – № 4. – С. 8 – 12.

69. Стариков А.В. Обеспечение точного подхода к заданной координате / А.В. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Физико-математические науки». – Вып. 12. – Самара: СамГТУ, 2001. – С. 200 – 202.
70. Макаричев Ю.А. Особенности применения астатических регуляторов в системах управления электромагнитных подшипников / Ю.А. Макаричев, А.В. Стариков, С.А. Стариков // Актуальные проблемы энергетики АПК: материалы III Международной научно-практической конференции. – Саратов: Кубик, 2012. – С. 162 – 166.
71. Стариков А.В. Система управления электромагнитным подшипником с адаптацией выходного сигнала интегрального регулятора / А.В. Стариков, С.А. Стариков // Традиции и инновации в строительстве и архитектуре: материалы 69-й Всероссийской науч.-тех. конференции по итогам НИР 2011 года, Сам. гос. арх.-строит. ун-т. – Самара, 2012. – С. 506 – 507.
72. Патент России № 2325681, МПК G05B 11/00. Цифровой интегральный регулятор / А.В. Стариков (Россия). – Оpubл. 27.05.2008. Бюл. № 15.
73. Глазенко Т.А., Хрисанов В.И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности / Т.А. Глазенко, В.И. Хрисанов. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 176 с.
74. А. с. СССР № 1798907, МКИ⁵ H03K 7/08. Цифровой модулятор / С. Я. Галицкий, С. Н. Лысов, А. В. Стариков (СССР) // Оpubл. 28.02.1993, Бюл. № 8.
75. А. с. СССР № 1800604, МКИ⁵ H03K 7/08. Цифровой модулятор / С.Я. Галицкий, А.В. Стариков (Россия). – Оpubл. 07.03.1993. Бюл. № 9.
76. Патент России № 2111608, МКИ⁷ H03K 7/08. Цифровой модулятор для преобразователя частоты асинхронного двигателя / А.В. Стариков (Россия). – Оpubл. 20.05.1998. Бюл. № 14.
77. Патент России № 2216850, МКИ⁷ H03K 7/08, H02M 7/539, H02P 7/42. Цифровой модулятор для преобразователя частоты асинхронного двигателя / А.В. Стариков (Россия). – Оpubл. 20.11.2003. Бюл. № 32.

78. Патент России № 2517423, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для управления синхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Л.Я. Макаровский (Россия). – Оpubл. 27.05.2014. Бюл. № 15.

Приложения

Приложение 1

Акт об использовании результатов диссертационной работы Лисина С.Л.
в ЗАО «Стан – Самара»

Приложение 2

Акт о внедрении результатов диссертационной работы Лисина С.Л.
«Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего
электропривода с синхронным исполнительным двигателем» в СамГТУ

СТАН - САМАРА**STAN - SAMARA**Станкостроительное
акционерное обществоPrivate Joint-Stock Company
Machine-Tool Building Plant7а, ул. XXII партсъезда, 443022, г. Самара, Россия
Тел.: (846) 955-30-83, тел./факс: (846) 992-69-84
Http://www.stan-samara.ru, E-mail: stan@samara.ru7а, XXII Partsjezda st., 443022, Samara, Russia
Tel.: +7 (846) 955-30-83, tel./fax: +7 (846) 992-69-84
Http://www.stan-samara.ru, E-mail: stan@samara.ru

«УТВЕРЖДАЮ»
 Главный инженер ЗАО «Стан-Самара»
 Медведев С.И.

«23» ноября 2015 г.

АКТ
 об использовании результатов
 диссертационной работы
 Лисина Сергея Леонидовича

Комиссия в составе:

председатель Главный конструктор ЗАО «Стан-Самара» Филиппов В.Н.
 фамилия, и., о.

члены комиссии: начальник отдела автоматизации к.т.н. Медведев А.С.,
инженер-конструктор к.т.н. Пешев Я.И.
 фамилия, и., о.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы
«Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего
электропривода с синхронным исполнительным двигателем»,
 название диссертации

представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук,
 использованы в проектно-конструкторской и наладочной деятельности ЗАО
 «Стан-Самара» при расчете параметров регуляторов следящего
 электропривода поворотного стола.

Использование расчетных данных позволяет повысить быстродействие и
 снизить динамическую ошибку следящего электропривода.

Председатель комиссии:  Филиппов В.Н.
 подпись фамилия, и., о.

Члены комиссии:  Медведев А.С.
 подпись фамилия, и., о.

 Пешев Я.И.
 подпись фамилия, и., о.

Утверждаю:

проректор по учебной работе СамГТУ,

д. т. н., профессор,

Деморецкий Д. А.

2015 г.



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Лисина С. Л.
«Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего
электропривода с синхронным исполнительным двигателем»

Настоящий акт составили представители Самарского государственного
технического университета:

- заведующий кафедрой «Электропривод и промышленная автоматика»
д. т. н., профессор, Кузнецов П. К.;
- профессор кафедры «Электропривод и промышленная автоматика»
д. т. н., профессор, Лысов В. Е.;
- доцент кафедры «Электропривод и промышленная автоматика»
к. т. н., доцент, Курган В. П.;

в том, что результаты диссертационной работы Лисина С. Л. использованы в
учебном процессе кафедры «Электропривод и промышленная автоматика» в
лабораторном практикуме по дисциплине «Системы управления электропри-
водами» и при выполнении дипломного проекта Рыбаковой Л. В.

Зав. кафедрой «Электропривод
и промышленная автоматика»,
д. т. н., профессор

Кузнецов П. К.

Профессор кафедры «Электропривод
и промышленная автоматика»,
д. т. н., профессор

Лысов В. Е.

Доцент кафедры «Электропривод
и промышленная автоматика»,
к. т. н., доцент

Курган В. П.